

中国电气工程大典编辑委员会



标准分享网

免费标准下载站
www.bzfxw.com

CHINA ELECTRICAL

中国电气 工程大典

ENGINEERING CANON

第 2 卷

电力电子技术

主编 钱照明 汪植生 徐德鸿
陆剑秋 陈 坚

 中国电力出版社
www.cepp.com.cn



CHINA ELECTRICAL

中国电气 工程大典

ENGINEERING CANON

中国电气工程大典编辑委员会

第 ② 卷

电力电子技术

主编 钱照明 汪樾生 徐德鸿
陆剑秋 陈 坚



中国电力出版社
www.cepp.com.cn

内 容 提 要

《中国电气工程大典》是由中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电学会共同组织全国电气工程各领域的著名专家、学者编纂而成的。它是一部全面系统反映电气工程各领域最新成就和技术水平的综合性工具书。《中国电气工程大典》包括现代电气工程基础、电力电子技术、电气工程材料及器件、火力发电工程、水力发电工程、核能发电工程、可再生能源发电工程、电力系统工程、电机工程、输变电工程、配电工程、船舶电气工程、交通电气工程、建筑电气工程、电气传动自动化等15卷。

本书为第2卷，电力电子技术卷。主要内容包括概论、电力电子器件、电力电子器件应用基础、基本电力电子电路、电力电子控制技术、电力电子软开关技术、电力电子多电平技术、电源技术、电力电子系统中的磁技术、电力电子技术在电力传动中的应用、电力系统中的电力电子装置、电力电子电路/系统建模及计算机仿真、电力电子电路/系统电磁兼容设计和电力电子系统集成。

本书主要供电气工程领域技术人员和管理人员使用，也可供高等院校相关专业师生参考。

图书在版编目(CIP)数据

中国电气工程大典. 第2卷, 电力电子技术 / 钱照明等主编; 中国电气工程大典编辑委员会编. —北京: 中国电力出版社, 2009. 6

ISBN 978-7-5083-8144-2

I. 中… II. ①钱…②中… III. ①电力工程—中国②电力电子学—中国 IV. TM

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 190639 号

中国电力出版社出版发行

(北京三里河路6号 100044 <http://www.cepp.com.cn>)

北京盛通印刷股份有限公司印刷

各地新华书店经售

*

2009年6月第1版 2009年6月北京第1次印刷

880mm×1230mm 1/16 63.75印张 2789千字 1插页

定价 260.00 元

敬告读者

本书封面贴有防伪标签, 加热后中心图案消失

本书如有印装质量问题, 我社发行部负责退换

版权专有 翻印必究

中国电气工程大典

第②卷

电力电子技术

编辑出版人员名单

责任编辑 莫冰莹 穆智勇 丁 钊 畅 舒

张佳音 杨 易 刘 宇 郭丽然

刘亚南

复审人员 张运东 贾玉兰

封面设计 郑小平 王英磊

版式设计 张秋雁

责任校对 罗凤贤 刘振英

责任印制 甄 茁



中国电气工程大典

编辑委员会

- 主任：陆燕荪 原机械工业部副部长、教授级高级工程师
中国机械工程学会名誉理事长
- 陆延昌 原电力工业部副部长、教授级高级工程师
中国电机工程学会理事长
- 执行主任：周鹤良 原机械工业部电工局局长、教授级高级工程师
中国电工技术学会名誉理事长
- 宋天虎 原机械工业部科技司司长、教授级高级工程师
中国机械工程学会常务副理事长
- 副主任：潘崇义 中国电工技术学会副理事长、教授级高级工程师
- 吴玉生 中国电机工程学会秘书长、教授级高级工程师
- 邴凤山 中国水力发电工程学会副理事长、教授级高级工程师
- 严宏强 中国动力工程学会秘书长、教授级高级工程师
- 宗 健 中国电力出版社有限公司董事长、总经理、编审

委 员：（按姓氏笔画排列）

丁 杰	卜广全	于 龙	于坤山	于 明	于新颖	马小亮	马文忠	马伟明	马伟斌
马旭东	马济泉	马晓茜	马隆龙	丰镇平	王之杰	王为民	王正鸣	王占奎	王永骥
王成山	王兆安	王志峰	王作民	王国海	王明渝	王金元	王学伟	王泽忠	王建生
王建华	王绍武	王春华	王厚余	王炳忠	王 勇	王素英	王振铭	王 乘	王维洲
王景芹	王 强	王锡凡	王新新	王黎明	王德宽	王赞基	文习山	文劲宇	方晓燕
方 磊	尹天文	邓长胜	孔 力	孔伯汉	孔昭年	石萍萍	卢 强	卢澎湖	叶奇蓁
田东强	田培斌	史进渊	史毓珍	白少林	白俊光	白晓民	白继彬	冯江华	司马文霞
邢馥吏	戎一农	吕征宇	吕鸿达	朱庆明	朱英浩	朱宝田	朱晓明	朱家驹	朱耀泉
仲明振	任兆宏	任修明	任俊生	危师让	邬 雄	刘大明	刘广峰	刘卫宁	刘友梅
刘公直	刘文华	刘平安	刘 伟	刘仲儒	刘希清	刘 杰	刘尚明	刘国林	刘泽洪
刘建飞	刘建明	刘屏周	刘璞岩	刘德志	齐剑波	关志成	江秀臣	江哲生	池 涌
汤 涌	汤蕴林	祁恩兰	许江宁	许忠卿	许洪华	阮江军	阮新波	阮 毅	孙才新
孙凤杰	孙成群	孙 林	孙牧海	严宏强	严陆光	严俊杰	严 萍	苏秀革	杜正春
杜毅威	杨玉岗	杨守权	杨寿敏	杨其国	杨奇逊	杨奇娟	杨怡元	杨俊智	杨 耕
杨维迅	杨 雯	杨道刚	杨德才	李 卫	李文健	李永东	李成榕	李 旭	李兴源
李安定	李 农	李若梅	李杰仁	李宝树	李定中	李 奎	李彦明	李晓明	李颂哲
李朗如	李培植	李盛涛	李崇坚	李道本	李道林	李 鹏	李 新	李肇林	李耀星
邴凤山	肖立业	肖昌汉	肖辉乾	肖湘宁	肖耀荣	吴正国	吴创之	吴运东	吴志坚
吴国平	吴质根	吴晓波	吴培豪	邱爱慈	何木云	何阿平	何金良	何梓年	何湘宁
何瑞华	佟为明	余 志	余贻鑫	邹云屏	邹金昌	邹孟奇	应百川	辛德培	辛耀中
汪继强	汪集暘	汪樵生	汪德良	沈小宇	沈 江	沈 兵	沈邱农	沈梁伟	宋文武
宋汉武	宋哲仁	迟 速	张艺滨	张文才	张玉花	张业广	张乔根	张仲超	张兆鹤
张伯明	张治文	张启平	张 波	张 亮	张洪钟	张祖平	张勇传	张晓江	张晓锋
张 敏	张 望	张景洲	陆永平	陆宠惠	陆俭国	陆剑秋	陆祖良	陆家榆	陆嘉明
陈汉民	陈伟根	陈 仲	陈众励	陈庆国	陈 坚	陈伯时	陈国柱	陈治明	陈建飏
陈 星	陈思琦	陈 勇	陈哲良	陈恩鉴	陈雪梅	陈清泉	陈超志	陈敬超	陈辉明
陈黎平	陈德昌	陈德胜	陈德桂	邵 岚	苟锐锋	林云生	林公舒	林集明	易学勤
罗永浩	罗景华	金如麟	周小谦	周以国	周双喜	周 平	周仲仁	周远翔	周孝信
周建中	周思刚	周家启	周 娟	周锡生	郑小康	郑云之	郑永红	郑克文	郑明光
宗建华	宓传龙	孟庆东	赵玉文	赵光宙	赵 伟	赵红一	赵昌宗	赵治华	赵宗让
赵荣祥	赵相宾	赵 洁	赵 敏	赵婉君	赵 琨	赵 毅	赵黛青	荣命哲	胡方荪

胡安	胡学浩	胡振岭	胡鉴清	段善旭	段献忠	侯子良	俞忠德	俞智斌	饶芳权
施围	施鹏飞	洪元颐	姚本荣	姚尔昶	姚家祎	姚福生	贺建华	贺益康	贺湘琨
贺德馨	骆仲泱	秦和	秦裕碧	袁余军	袁建生	袁建敏	都兴有	耿英三	莫会成
贾东旭	夏立	夏祥贵	顾四行	顾国彪	钱昌燕	钱宝良	钱照明	倪维斗	徐元辉
徐凤刚	徐永法	徐兆丰	徐国政	徐洪海	徐殿国	徐铄	徐德鸿	殷禄祺	奚大华
高子瑜	高文胜	高庆国	高京生	高理迎	高培庆	郭天兴	郭国顺	郭保良	郭洁
郭振岩	郭灏	唐任远	唐炬	唐春潮	陶星明	黄少锋	黄仁乐	黄妙庆	黄其励
黄国治	黄学清	黄宝生	黄晓丽	黄崇祺	黄景湖	梅生伟	曹一家	曹惠彬	戚庆成
崔志强	崔翔	康勇	章名耀	章定邦	梁维宏	梁维燕	梁曦东	彭宗仁	葛大麟
葛少云	葛诗慧	葛蓉生	葛溪亭	葛增茂	董卫国	蒋洪德	蒋善定	韩民晓	韩英铎
惠世恩	覃大清	程天麟	程钧培	程时杰	程树康	程浩忠	傅书遏	焦依	焦树建
舒惠芬	曾文星	曾正中	曾明富	曾南超	曾雁鸿	曾嵘	游亚戈	谢开贵	谢秋野
雷银照	雷清泉	满慧文	蔡崇积	管瑞良	廖胜松	廖瑞金	缪鸿兴	黎晓晖	颜渝坪
薛以太	戴先中	戴庆忠	戴慧珠	魏光辉					

序

电气工程包括发电工程、输配电工程和用电工程，是为国民经济发展提供电力能源及其装备的战略性产业，是国家工业化和国防现代化的重要技术支撑，是国家在世界经济发展中保持自主地位的关键产业之一。电气工程的产业关联度高，对从原材料工业、机械制造业、装备工业以及电子、信息等一系列产业的发展均具有推动和带动作用，对提高整个国民经济效益，促进经济社会可持续发展，提高人民生活质量有显著影响。

经过改革开放 30 年来的发展，我国电气工程已经形成了较完整的科研、设计、制造、建设、运行体系，成为世界电力工业大国之一。至 2007 年底，我国发电装机容量达 7.13 亿 kW，三峡水电及输变电工程、百万千瓦级超超临界火电工程、百万千瓦级核电工程，以及正在建设的交流 1000kV、直流 ± 800 kV 特高压输变电工程等举世瞩目；大电网安全稳定控制技术、新型输电技术的推广，大容量电力电子技术的研究和应用，风力发电、太阳能光伏发电等可再生能源发电技术的产业化及规模化应用，超导电工技术、脉冲功率技术、各类电工新材料的探索与应用取得重要进展。特别是进入 21 世纪以来，电气工程领域全面贯彻科学发展观，新原理、新技术、新产品、新工艺获得广泛应用，拥有了一批具有自主知识产权的科技成果和产品，自主创新已成为行业的主旋律。我们的电气工程技术和产品，在满足国内市场需求的基础上已经开始走向世界。

电气工程技术的快速发展和巨大成就，要求对原有知识的不断更新，广大电气工程领域的工作者们对新的知识愈加渴求。在原机械工业部陆燕荪、电力工业部陆延昌两位老部长的倡议和领导下，由中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会五个全国性学会，联合组织了电气工程各领域近 2000 位专家和学者，历

时4年多，编撰的《中国电气工程大典》现在出版了。这套内容新颖实用的巨著是电气工程领域一项重要的基础性工作，也是我国电气工程技术人员对社会的一项公益性奉献。这部鸿篇巨著不仅具有电气工程技术的知识魅力，同时也具有鲜明的时代特色，相信会为广大读者营造一个开卷有益的氛围。

电能作为目前使用最方便的二次能源，在推动社会进步、促进科学技术发展和提高人民生活质量方面发挥着越来越重要的作用。随着社会的不断进步和人民生活水平的不断提高，电气工程任重而道远，需要依靠科技进步，并用更新的科学知识武装每一位电气工作者，所以，希望这套著作能对电气工程的教学、科研、设计和管理人员有所裨益。

徐匡迪

二〇〇八年八月十二日

前 言

电的产生和应用是人类有史以来最伟大的科学技术成就之一。电力作为目前最清洁和使用最方便的二次能源，在推动社会发展、促进科学技术进步和提高人民生活质量方面发挥着越来越重要的作用。一个多世纪以来，电气技术的不断发展，电力生产及应用的日益增长，迅速改变了人类社会的面貌，也深深影响着人们的生活方式。电气化的程度已成为国家文明程度的重要标志之一。

改革开放 30 年来，我国科学技术取得了突飞猛进的发展，科技创新已成为国家发展的重要战略。在电气工程领域，新原理、新技术、新工艺、新材料得到了广泛应用，涌现出一大批具有自主知识产权的科研成果和产品。三峡电站的建设，大容量高效清洁超临界和超超临界压力机组的迅速发展，特高压交直流输电技术和灵活交流输电技术的发展和应用，先进的核能发电厂及可再生能源发电厂的成功建造，大电网智能化动态稳定监控系统和信息管理系统的广泛应用，具有先进水平的电气装备制造业的高速发展，大容量电能变换与节能节电技术，风力发电、太阳能光伏发电等资源节约、环境友好的新技术的大量应用，计算机和信息网络技术在电气领域的普及，明显改变着电气工程领域技术发展状况。超导电工技术、脉冲功率技术，纳米材料、永磁材料、有机硅材料等各类电工新技术和新材料的探索与应用，都充分展示了中国电气工程领域所取得的骄人业绩，引起了世界的高度关注。其中许多科研成果和产品，已达到国际先进水平。

电气工程从业人员多，涉及面广，技术进步快，科研成果多，许多科研成果需要总结和积累，许多新的知识需要普及和传播。盛世修典，素有遗风。为反映电气工程领域最新的发展成就，总结已有的科研成果，传播工程领域最新的科学技术知识，中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会五个学会，联合组织了电气工程各领域的约 2000 位专家和学者，编撰了《中国电气工程大典》。

本套书的编写工作于 2004 年开始启动，编委会多次召开工作会议，精心组织，按照“取材突出新原理、新技术、新工艺、新材料；内容体现新颖性、先进性、实用性；表达力求简明扼要、深入浅出、直观易懂”的原则，反复讨论并修改编写大纲，确定编写内容。经过 4 年磨砺，数易其稿，终于付梓出版。《中国电气工程大典》共 15 卷约 5000 万字，包括《现代电气工程基础》、《电力电子技术》、《电气工程材料及器件》、《火力发电工程》、《水力发电工程》、《核能发电工程》、《可再生能源发电工程》、《电力系统工程》、《电机工程》、《输变电工程》、《配电工程》、《船舶电气工程》、《交通电气工程》、《建筑电气工程》和《电气传动自动化》。

所有组织者和编著者都把编撰本套书当作电气工程领域建设的一项重要的基础性工作，他们认真负责，辛勤耕耘，倾注了大量心血。本套书在编写出版过程中，得到参与编写的各科研院所、企业、高等院校等单位的大力支持，还得到业内有关院士和专家、学者的热心帮助。正是大家的积极参与和无私奉献，才使得这部大典能顺利编写出版，编委会对他们的奉献和支持表示衷心感谢。

这部鸿篇巨著，涉及电气工程设计制造、建设施工、生产运行、科研教学、工程管理等领域，总结了改革开放 30 年来电气工程各领域的技术发展与成功经验，展示了各专业领域的最新技术数据、设计经验、科技成果和发展动态，汇集了国内外相关的先进理念和成熟经验，体现了科学性、先进性和实用性的结合，是一套可供电气工程领域专业技术人员和管理人员使用的综合性工具书，也可供高等院校相关专业师生参考。

《中国电气工程大典》的编撰出版工作涉及面广，参与人员多，写作难度大。尽管编撰人员尽心尽力，倾注了无数心血，但书中难免存在缺点和不足之处，恳请读者指正。

中国电气工程大典编辑委员会主任

陆燕荪 陆延昌

本 卷 前 言

早在 1974 年,美国著名学者 W. Newell 就明确地指出了,电力电子学是由电气工程与技术、电子科学与技术和控制理论三个学科交叉而成的,电力电子学的发展历程充分证明了上述论断的正确性。

1948 年肖克莱等人发明了晶体三极管 (transistor),开创了半导体电子学的新时代。目前广泛应用的电力电子器件如 SCR、GTO、MOSFET 和 IGBT 等都源自晶体三极管的发展,因此晶体三极管的诞生标志着电力电子学科发展基础的建立。1956 年 Mall 首次提出了 PNP 开关的概念,1957 年首只商业化的晶闸管问世,它特有的电导调制功能开辟了高压大功率固态开关器件的先河,促使电力电子技术得到迅速的发展和应用。随后,伴随着微电子技术的飞速发展,电力电子器件经历了从结型电流控制功率器件,如晶闸管、功率 GTR、GTO 到场控功率器件,如功率 MOSFET、IGBT 及 20 世纪 90 年代智能功率模块的发展历程。大功率、高频化、高效率、驱动场控化、集成化、采用宽禁带半导体材料已成为当前功率器件发展的重要特征。

新型电力电子器件的出现,总是带来一场电力电子技术的革命,功率变换技术和电力电子电路拓扑的发展总是和电力电子器件的发展紧密相关、相辅相承的。针对每一种电力电子器件,人们提出了众多的功率变换电路拓扑,如缓冲吸收、谐振开关、软开关、多重化等;在控制技术方面提出了相控、PWM 控制和以状态空间平均法为代表的动态建模理论;在仿真手段方面出现多种商用软件,如 PSPICE、SABER、SIMPLIS 等。


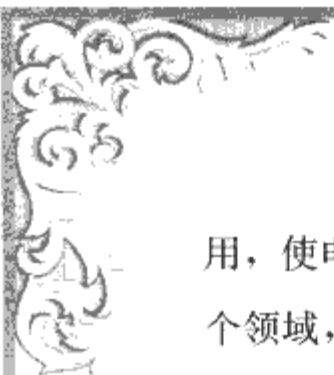
电力电子技术是依靠电力电子开关器件实现电能的高效率的变换与控制的一门学科。电力电子技术是现代社会的重要支撑技术。时至今日,它几乎已渗透到社会的各个方面:如电力系统、交通运输、航空航天、互联网、无线电通信与电视、计算机、冶金、石化、汽车电力电子应用技术、电话、空调与制冷、成像、家

电、保健、农业机械化、激光、核能利用、国防军工科技、新材料制造等领域，已形成了全球数千亿元的电力电子产品市场，支撑着数万亿元的电工、电子产品市场。电力电子技术在推动科学技术和经济的发展以及国防建设中发挥着越来越重要的作用。

当今世界正面临能源、环境保护的双重压力，特别是正在崛起的发展中国家面临着史无前例的严峻挑战。温室气体排放已引起了国际社会的普遍关注，发达国家的长期工业化过程是造成温室气体历史问题的主要原因。通过国际社会的努力，2005年京都议定书即《联合国气候变化框架公约》正式生效，京都议定书将对世界经济的发展产生深远的影响。扩大可再生能源应用比例和大力采用节能技术是实现京都议定书的目标十分关键和有效的措施。国际社会正积极推广可再生能源（包括小水电、风力发电技术、光伏发电、生物质发电、燃料电池发电等）和节能技术，以减少温室气体排放。

根据美国国家电力科学研究院的报告，纯电动汽车与燃油汽车的一次能源利用率之比为1:0.6。因此发展电动汽车不但可以提高能源的利用率，同时也可以减少温室气体和有害气体的排放。将燃油驱动和电驱动相结合的混合动力汽车已经问世，可减少油耗50%。

另外，伴随可再生能源的应用和推广，国际上正酝酿着一场传统电力系统的革命，即发展柔性电力系统、分布式供电系统和新型电力市场管理。这不但可以大幅度地减少传统电力系统中发电、输电、配电和用电的能耗，同时有利于能源多样化的实施，有利于采用再生能源和环保发电技术，有利于国家能源安全，并进一步提高了电力系统运行的安全性。从技术层面来讲，新型电力市场的引入将出现按时、按质论价的电能供应方式，从而降低发电成本并促进电力品质的改善。各类并联、串联和综合电力电子补偿控制技术，如静止无功补偿装置（SVC）、静止无功发生器（SVG）、动态电压恢复器（DVR）、各类串联补偿器、电力有源滤波器（APF）、电力电子限流器、发电机新型励磁系统、电力储能装置、微型燃气发电机（MICRO GAS TURBO）、直流输电（HVDC）、异步接点背靠背装置（BTB）、统一潮流控制器（UPFC）、UPS、统一电能质量控制器（UPQC）等的应



用,使电力电子技术在电力系统中的应用已经扩展到发电、输电、配电和用电各个领域,使传统电力系统成为控制快捷、精密灵活的柔性电力系统,确保并进一步提高整个电力系统的安全、经济、高效、优质运行,促使传统电力系统发生革命性的变革。与此同时,也将使电力电子技术在更高层次上得到进一步的发展。

如上所述,电力电子技术已经渗透到现代社会的各个方面,未来 90% 的电能都将通过电力电子技术处理后再加以利用,以便提高能源利用的效率、提高工业生产的效率、实现可再生能源的最大利用。电力电子技术在推进 20 世纪人类科技发展中已经发挥了重要的作用,它将在建设未来和平、环保、和谐的世界中发挥不可替代的作用。

本卷力求对电力电子器件、电路、装置、应用诸方面的基础和最新发展进行了较全面的阐述,供从事电力电子技术的工程技术人员、大专院校师生和有关电力电子应用领域的工程技术人员参考。

编者



目 录

序
前言
本卷前言

第1篇 概论..... 1

- 1 电力电子的涵义和任务 3
- 2 电力电子的发展与展望 3
- 3 电力电子的主要应用及其重要性 4
 - 3.1 可再生能源发电 4
 - 3.2 分布式发电 4
 - 3.3 电能质量控制 5
 - 3.4 电力牵引和电机驱动 5
 - 3.5 现代国防和前沿科学研究 5
- 4 电力电子技术目前在我国的的发展、应用现状和存在的问题 5
- 参考文献..... 7

第2篇 电力电子器件 9

第1章 概述 11

- 1 电力电子器件发展过程..... 11
- 2 电力电子器件的几个重要概念..... 11
- 3 电力电子器件的种类..... 12
- 4 电力电子器件的应用领域..... 13
- 5 电力电子器件与节能..... 13
- 6 电力电子器件与微电子器件..... 14

第2章 双极型电力电子器件 15

- 1 基础概念..... 15
 - 1.1 电力半导体分立器件外形..... 15
 - 1.2 电热参数的管壳额定概念..... 15
 - 1.3 特性曲线..... 17
 - 1.4 器件参数间的相互关系..... 18
- 2 普通整流管..... 19
 - 2.1 器件结构和基本特性..... 19
 - 2.2 额定值与特性值..... 20
 - 2.3 电热特性计算公式..... 20
 - 2.4 电流额定..... 21
 - 2.5 应用导则..... 21
- 3 快速软恢复二极管..... 22
 - 3.1 器件特点..... 22
 - 3.2 反向恢复过程..... 22
 - 3.3 应用导则..... 22
- 4 电力晶体管..... 22
 - 4.1 器件结构和基本特性..... 22
 - 4.2 额定值与特性值..... 24
 - 4.3 应用导则..... 24
- 5 绝缘栅双极晶体管..... 25
 - 5.1 器件结构和基本特性..... 25
 - 5.2 额定值与特性值..... 27
 - 5.3 应用导则..... 27
- 6 普通晶闸管..... 28
 - 6.1 器件结构和基本特性..... 28

6.2 额定值与特性值..... 29

6.3 应用导则..... 30

7 快速晶闸管..... 31

7.1 器件特点..... 31

7.2 开关过程..... 31

7.3 应用导则..... 31

8 双向晶闸管..... 31

8.1 器件结构和基本特性..... 31

8.2 额定值与特性值..... 32

8.3 应用导则..... 32

9 逆导晶闸管..... 32

9.1 器件结构和基本特性..... 32

9.2 额定值与特性值..... 33

9.3 应用导则..... 33

10 光控晶闸管 33

10.1 器件结构和基本特征 33

10.2 额定值与特性值 33

10.3 应用导则 34

11 门极可关断晶闸管 34

11.1 器件结构和基本特性 34

11.2 额定值与特性值 36

11.3 应用导则 36

12 集成门极换向晶闸管 37

12.1 器件结构和基本特性 37

12.2 额定值与特性值 37

12.3 应用导则 38

第3章 场控型电力电子器件 39

1 功率 MOSFET 39

1.1 功率 MOSFET 的结构 39

1.2 功率 MOSFET 的工作特性 40

1.3 功率 MOSFET 安全工作区 43

1.4 MOSFET 栅极驱动 44

1.5 功率 MOSFET 可靠性 44

1.6 功率 MOSFET 并联应用 45

2 绝缘栅双极型晶体管 IGBT 45

2.1 IGBT 结构和工作原理 46

2.2 IGBT 的工作特性 46

2.3 NPT 型 IGBT 特性 49

2.4 IGBT 的擎住效应和安全工作区 50

2.5 IGBT 栅极驱动 50

2.6 IGBT 功率模块 51

第4章 电力电子专用控制集成电路、微控制器和系统芯片 (SOC) 53

1 电力电子器件驱动与保护集成电路..... 53

1.1 晶闸管的触发和保护电路..... 53

1.2 可关断晶体管 (GTO) 的门极控制和过电流保护电路..... 54

1.3 电力晶体管 (GTR) 的驱动和保护电路 54

1.4 功率场效应晶体管 (Power MOSFET) 的驱动和保护电路..... 55

1.5 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 的门极驱动和

保护电路.....	55	4.2 MCM-L 工艺过程	97
2 脉宽调制 PWM 控制集成电路.....	55	4.3 MCM-L 材料	98
2.1 PWM 控制集成电路的基本组成和控制原理.....	55	5 MCM 互连技术	99
2.2 典型 PWM 控制集成电路.....	56	5.1 芯片和基板的粘合	100
3 脉频控制 PFM 控制集成电路	59	5.2 芯片互连技术	101
3.1 集成 PFM 控制器的控制原理	59	6 多芯片模块封装考虑因素	105
3.2 典型 PFM 控制集成电路	60	6.1 封装效率	105
4 功率因数校正 PFC 控制集成电路	61	6.2 机械设计考虑	106
4.1 功率因数校正控制集成电路的原理、功能和构成.....	61	6.3 电性能设计考虑	106
4.2 用于预调节的 PFC 控制器	61	6.4 热设计考虑	107
4.3 PFC-PWM 复合控制器	62	6.5 封装环境考虑	107
5 电源与电源管理集成电路.....	62	第 7 章 宽禁带半导体电力电子器件	108
5.1 线性调整电源芯片.....	62	1 电力电子器件的材料优选	108
5.2 电源电压监测与控制芯片.....	63	1.1 低频功率 MOS 的材料优选因子	108
5.3 电源输出控制管理芯片.....	64	1.2 高频功率 MOS 的材料优选因子	110
5.4 基准源集成电路.....	65	1.3 适合于电力电子器件的其他材料优选因子	110
5.5 电池充电和管理集成电路.....	67	2 碳化硅电力电子器件	111
5.6 热插拔控制集成电路与功率开关.....	69	2.1 研发进展概述	111
5.7 照明与显示控制集成电路.....	71	2.2 碳化硅肖特基势垒二极管 (SBD)	112
6 新型电力电子集成芯片的发展与展望.....	74	2.3 碳化硅场效应器件	112
6.1 智能化功率集成电路.....	74	2.4 碳化硅 IGBT	114
6.2 典型电源类 SOC 集成电路	74	2.5 碳化硅双极型器件	114
第 5 章 电力电子模块	76	2.6 碳化硅功率模块	116
1 模块发展现状.....	76	3 其他宽禁带半导体电力电子器件	116
2 典型集成模块封装工艺.....	78	4 问题与展望	117
2.1 封装流程.....	78	第 8 章 电力电子技术的相关电子器件	118
2.2 封装结构.....	79	1 太阳电池	118
3 基板技术.....	79	1.1 太阳能常识	118
3.1 金属绝缘基板.....	79	1.2 太阳电池原理	119
3.2 陶瓷基板.....	80	1.3 太阳电池的特征参数	120
4 互连技术.....	81	1.4 太阳电池的效率	120
4.1 引线键合互连工艺.....	81	1.5 太阳电池的分类	121
4.2 双面焊接互连工艺.....	82	1.6 太阳电池的基本制造工艺	121
4.3 沉积金属化工艺.....	83	1.7 光伏系统	121
4.4 压接互连工艺.....	84	1.8 光伏技术的现状与前景	122
5 封接技术.....	87	2 高亮度 LED	123
6 模块热电设计.....	87	2.1 LED 原理	123
6.1 热管理设计.....	87	2.2 LED 的发光效率	124
6.2 电磁设计.....	88	2.3 LED 的电源及其控制电路	124
第 6 章 多芯片封装	90	2.4 产业概况	125
1 MCM 技术的特点和分类	90	3 半导体热电效应器件	125
2 MCM-C 技术	91	3.1 塞贝克效应与温差发电器件	125
2.1 厚膜混合工艺 (Multilayer Thick Film)	91	3.2 珀耳帖效应与半导体制冷	126
2.2 高温共烧工艺 (High Temperature Cofired MCM-C)	91	4 电力电子技术中的敏感元器件	126
2.3 低温共烧工艺 (Low Temperature Cofired MCM-C)	92	4.1 霍尔效应与霍尔电流传感器	127
2.4 MCM-C 的发展	92	4.2 磁阻效应与磁敏电阻	127
3 MCM-D 技术	92	4.3 压敏电阻与过电压保护	128
3.1 MCM-D 工艺材料	92	第 9 章 电力电子器件发展趋势	129
3.2 MCM-D 工艺过程	94	1 新的电力电子器件结构	129
3.3 MCM-D 工艺的应用	96	1.1 采用超级结技术的功率 MOSFET—COOL MOS	129
4 MCM-L 技术	97	1.2 采用新结构和新工艺的 IGBTs-NPT, FSNPT, 沟槽型 IGBTs, IEGT	130
4.1 MCM-L 定义和特点	97	2 宽带隙半导体材料和器件	131
		2.1 碳化硅材料	131
		2.2 SiC 功率二极管	132

2.3 SiC 功率开关器件	133	2 电力电子器件并联	169
3 功率集成芯片和集成模块	134	2.1 并联器件电流分配	169
3.1 智能功率管理集成电路和 PSOC	134	2.2 并联器件均流	169
3.2 功率集成模块	134	2.3 MOSFET 和 IGBT 并联应用	170
参考文献	139	第 6 章 电力电子器件散热技术	172
第 3 篇 电力电子器件应用基础	143	1 基本概念	172
第 1 章 概述	145	1.1 器件发热	172
第 2 章 电力电子器件门极驱动技术	146	1.2 器件散热	172
1 晶闸管的门极触发特性	146	2 散热方式	174
1.1 晶闸管的门极伏安特性	146	2.1 自然空气对流冷却	174
1.2 晶闸管的门极触发要求	146	2.2 强迫空气冷却	174
2 晶闸管的门极触发电路	146	2.3 循环水冷却	174
2.1 晶闸管触发脉冲的参数	146	2.4 流水冷却	175
2.2 晶闸管触发电路	147	2.5 循环油冷却	175
3 门极可关断晶闸管驱动电路	150	2.6 油浸自冷却	175
3.1 GTO 的门极驱动要求	150	2.7 沸腾冷却	175
3.2 GTO 的门极驱动电路	150	3 器件工作损耗及结温计算	175
4 MOSFET 和 IGBT 的门极特性	152	3.1 器件损耗功率计算	175
4.1 MOSFET 和 IGBT 的门极电气参数	152	3.2 器件结温计算	176
4.2 MOSFET 和 IGBT 门极驱动的要求	153	4 散热器的选配	178
5 MOSFET 和 IGBT 分立元件驱动电路	154	4.1 散热器的选配方法	178
5.1 推挽图腾结构射极跟随驱动电路	154	4.2 散热器安装原则	178
5.2 光电耦合器隔离的分立元件驱动电路	154	4.3 散热器的机械尺寸和互换性	178
5.3 脉冲变压器隔离耦合的分立元件驱动电路	154	4.4 散热器绝缘件和紧固件	178
6 MOSFET 和 IGBT 集成式驱动电路	154	4.5 电力电子器件常用散热器	179
6.1 图腾推挽驱动器	155	参考文献	188
6.2 光耦隔离的驱动集成电路	155	第 4 篇 基本电力电子电路	189
6.3 带过电流保护的驱动集成电路	156	第 1 章 概述	191
6.4 浮地驱动集成电路	158	第 2 章 直一直变换电路	192
第 3 章 电力电子器件保护技术	159	1 直流降压变换电路 (Buck 电路)	192
1 常见故障类型及保护方法	159	1.1 基本电路	192
2 过电流保护	159	1.2 电感电流连续导通模式 (CCM)	192
2.1 过电流原因与分类	159	1.3 电感电流断续导通模式 (DCM)	192
2.2 过电流检测	159	2 直流升压式变换电路 (Boost 电路)	192
2.3 过电流保护电路	159	2.1 基本电路	192
3 过电压保护	159	2.2 电感电流连续导通模式 (CCM)	193
4 电流、电压的动态上升率抑制	160	2.3 电感电流断续导通模式 (DCM)	193
4.1 di/dt 抑制电路	160	3 升降压式变换电路 (Buck-Boost 电路和 Cuk 电路)	193
4.2 du/dt 抑制电路	160	3.1 Buck-Boost 电路	193
5 过热保护	160	3.2 Cuk 电路	194
第 4 章 缓冲与吸收技术	161	4 升降压式变换电路 (Sepic 电路和 Zeta 电路)	195
1 缓冲/吸收电路	161	4.1 Sepic 电路	195
1.1 吸收电路的基本原理	161	4.2 Zeta 电路	195
1.2 吸收电路的参数设计	162	5 双向直一直变换电路	195
1.3 钳位电路	164	6 隔离型直一直变换电路中的变压器及其等效电路	195
2 缓冲/吸收技术应用	164	7 正激式变流器	196
2.1 单端变流器吸收电路	164	7.1 单管正激式变流器	196
2.2 桥式电路吸收与钳位电路	165	7.2 双管正激式变流器	196
第 5 章 电力电子器件串并联技术	166	8 推挽隔离 Buck 变流器	197
1 电力电子器件串联	166	9 反激式变流器	197
1.1 串联器件电压分配	166	10 全桥和半桥隔离 Buck 变流器	198
1.2 串联器件的静态均压	166	第 3 章 整流电路	199
1.3 串联器件的动态均压	166	1 不控整流电路	199
1.4 晶闸管串联应用	167		
1.5 IGBT 串联应用	168		

1.1 单相半波不控整流电路	199	3 单相电压型逆变器的三电平 PWM 调制策略	239
1.2 单相全波不控整流电路	200	4 三相电压型逆变器的 PWM 调制策略	240
1.3 单相全桥不控整流电路	200	5 空间矢量脉冲宽度调制	242
1.4 三相桥式不控整流电路	202	5.1 空间矢量调制的定义	242
2 相控式整流电路	202	5.2 空间矢量调制的调制波和零矢量的处理	244
2.1 单相半波相控式整流电路	202	5.3 空间矢量调制的谐波电流	247
2.2 单相全波相控式整流电路	203	5.4 优化空间矢量调制	248
2.3 单相桥式相控式整流电路	203	6 其他 SPWM	249
2.4 三相相控式整流电路	203	6.1 谐波消除 PWM	249
2.5 12 脉整流电路	205	6.2 最优 PWM	250
3 PWM 整流电路	205	6.3 随机 PWM	250
3.1 单相单管 PWM 整流电路	205	7 闭环 PWM 调制	250
3.2 单相桥式 PWM 整流电路	205	第 3 章 基于线性反馈理论的控制器的设计	252
3.3 三相桥式 PWM 整流电路	206	1 基于经典控制理论的设计	252
第 4 章 直—交逆变电路	208	1.1 频率域的校正	252
1 基本拓扑	208	1.2 根轨迹校正	255
1.1 单端 (single-ended) 逆变	208	2 基于状态空间理论的设计	256
1.2 推挽 (push-pull) 逆变	208	2.1 状态反馈控制器设计	256
1.3 桥式 (bridge type) 逆变	208	2.2 状态观测器设计	257
2 方波逆变	209	2.3 状态反馈控制的改进	257
2.1 单相方波逆变	209	3 重复控制	258
2.2 三相方波逆变	210	3.1 重复控制算法	259
3 SPWM 逆变	212	3.2 重复控制的改进	260
3.1 单相 SPWM 原理与性能	212	4 无差拍控制	260
3.2 三相 SPWM 原理与性能	215	第 4 章 滑模变结构理论在电力电子控制中的应用	262
3.3 改进、变形的 SPWM 方式	217	1 变结构控制系统	262
4 多重化逆变	218	1.1 问题的引出	262
5 逆变输出滤波器设计	219	1.2 变结构系统	262
第 5 章 交—交变换电路	221	1.3 变结构控制系统品质的概念	263
1 交流调压电路	221	1.4 变结构控制的特点	263
1.1 单相与三相相控调压	221	2 变结构控制的若干专门问题	263
1.2 单相与三相斩波控制调压	222	2.1 变结构系统的品质	264
2 相控交—交变频	223	2.2 变结构控制的品质控制	264
3 矩阵变流器	224	2.3 抖振及其削弱问题	265
3.1 矩阵变流器的基本拓扑与工作原理	224	3 变结构控制设计方法	266
3.2 矩阵变流器的控制方法	225	3.1 线性系统变结构控制器的设计方法	267
参考文献	227	3.2 其他动力学系统	267
第 5 篇 电力电子控制技术	229	4 滑模变结构控制在电力电子中的应用	267
第 1 章 概述	231	4.1 Buck 型直—直变流器的滑模变结构控制	267
1 电力电子控制的内容	231	4.2 逆变器的滑模变结构控制	270
1.1 控制器的分析与校正	231	4.3 交流异步电动机的滑模变结构控制	271
1.2 控制器的实现	231	第 5 章 模糊控制在电力电子控制中的应用	274
2 电力电子变换装置的控制目标	231	1 基本原理与概念	274
2.1 稳态指标	231	1.1 模糊集	274
2.2 动态指标	232	1.2 模糊系统	275
3 电力电子控制的设计过程	232	1.3 模糊控制	278
3.1 开环控制系统设计	232	2 模糊控制在直—直变流器中的应用	279
3.2 闭环控制系统设计	232	3 模糊控制在 PWM 整流器中的应用	281
4 电力电子控制的发展趋势	232	4 模糊控制在 PWM 逆变器中的应用	282
第 2 章 脉冲宽度调制 (PWM) 策略	233	第 6 章 神经网络在电力电子控制中的应用	285
1 PWM 调制的评价指标与分析方法	233	1 引言	285
2 单相电压型逆变器的两电平 PWM 调制策略	234	2 神经元	285
2.1 自然采样	234	2.1 生物神经元	285
2.2 规则采样	236	2.2 人工神经元	285
2.3 直接 PWM	238	2.3 激励函数	285
		3 神经网络	285

3.1 前馈神经网络	286	2.1 零电流开关准谐振变流器	326
3.2 径向基函数神经网络	288	2.2 零电压开关准谐振变流器	326
3.3 Kohonen 自组织特征映射网络	288	3 准多谐振变流器	326
3.4 递归神经网络	288	4 E类谐振变流器	327
3.5 时滞神经网络	289	5 部分谐振变流器	327
4 神经网络设计方法	289	5.1 准方波变流器	327
5 神经网络在电力电子控制中的应用	289	5.2 非对称半桥变流器	327
5.1 神经网络在直一直变流器中的应用	289	6 采用辅助开关的软开关变流器	328
5.2 神经网络在直—交逆变器中的应用	291	6.1 有源钳位 ZVS 变流器	328
5.3 神经网络在交一直变流器中的应用	294	6.2 ZVT-PWM 变流器	328
5.4 神经网络在电力电子控制中的其他应用	296	6.3 谐振极逆变器	329
6 小结	297	6.4 谐振直流环节逆变器	329
第7章 数字技术在电力电子控制中的应用	298	第4章 控制型软开关技术	330
1 电力电子数字控制概述	298	1 控制型软开关概念	330
1.1 电力电子数字控制系统的特点	298	1.1 缓冲型软开关的发展历程	330
1.2 数字控制器基本类型及其控制芯片	298	1.2 控制型软开关概念的形成	330
2 功率变换电路实时数字控制	299	1.3 控制型软开关的特征	330
2.1 电力电子数字控制的硬件基本组成	299	2 典型控制型软开关拓扑的分析	331
2.2 数字控制系统硬件设计的一般方法	299	2.1 控制型软开关的导出	332
2.3 数字控制器常用接口特点	299	2.2 控制型软开关的特例	333
2.4 数字控制芯片	300	3 控制型软开关实例分析	333
2.5 各种数字控制器结构	304	3.1 同步 Boost 的分析	333
2.6 各种数字控制器优、缺点比较	306	3.2 软开关的参数设计	334
3 电力电子系统级数字控制	306	参考文献	336
3.1 系统级通信	306	第7篇 电力电子多电平技术	337
3.2 系统级数字控制	306	第1章 概述	339
4 系统控制的分层及通信	306	1 多电平变流器的基本概念	339
4.1 中、大功率电力电子系统	307	2 多电平变流技术的应用	339
4.2 中、大功率电力电子标准模块概要	307	第2章 直—交多电平逆变器	341
4.3 中、大功率电力电子双重分布式系统	308	1 直—交多电平逆变器基本电路	341
4.4 系统控制的分布式特性和分层控制	308	1.1 二极管钳位型多电平逆变器	341
4.5 分布式电力电子系统通信	309	1.2 飞跨电容型多电平逆变器	342
参考文献	313	1.3 级联型多电平变流器	343
第6篇 电力电子软开关技术	315	1.4 基本单元与基本单元串/并、并/串生成 多电平逆变器方法	344
第1章 概述	317	2 DC/AC 多电平逆变器混合钳位和组合结构	346
1 硬开关工作描述	317	2.1 多电平逆变器通用结构	346
2 软开关的概念	317	2.2 多电平逆变器混合钳位结构	346
3 软开关技术的分类	318	2.3 多电平逆变器组合结构	347
4 软开关技术的发展	318	2.4 多电平逆变器混合型级联结构	349
第2章 无源软开关技术	320	3 多电平逆变器软开关技术	351
1 吸收电路	320	3.1 无源低损软开关技术	351
1.1 吸收电路的基本原理	320	3.2 无源无损软开关技术	352
1.2 吸收电路的参数选择	320	3.3 有源软开关技术	355
1.3 吸收电路的作用和评价标准	321	4 多电平逆变器的冗余结构与容错技术	356
1.4 吸收电路的分类	321	4.1 多电平逆变器的容错策略	356
2 无源软开关技术	322	4.2 多电平逆变器的容错实现	356
2.1 单端无源软开关技术	322	4.3 基于基本单元的容错技术思想	360
2.2 桥式电路无源软开关技术	323	第3章 交—直多电平整流器	365
2.3 一些特殊的无源软开关技术	324	1 多重化整流电路	365
第3章 谐振型软开关技术	325	1.1 三相 12 脉整流	365
1 谐振变流器	325	1.2 三相多脉整流和多脉整流变压器的设计	365
1.1 串联谐振变流器	325	1.3 准多脉整流	366
1.2 并联谐振变流器	325	2 单相多电平 PFC 电路	367
1.3 高阶谐振变流器	325	2.1 二极管钳位型 PFC 电路	367
2 准谐振变流器	325		

2.2 飞跨电容型 PFC 电路	369
3 三相多电平 PFC 电路	372
3.1 二极管钳位型多电平整流器的工作原理	372
3.2 三电平 PWM 高频整流器的数学模型	373
3.3 Vienna 型 PFC 电路	376
第 4 章 直—交三电平变流器	378
1 非隔离型 TL 变流器	378
1.1 Buck TL 变流器	378
1.2 Boost TL 变流器	380
1.3 Buck-Boost TL 变流器	381
1.4 Cuk TL 变流器	383
1.5 Sepic TL 变流器	385
1.6 Zeta TL 变流器	386
1.7 输入输出共地的 TL 变流器	387
2 非隔离型 TL 变流器中分压电容和飞跨电容 电压的控制策略	388
2.1 分压电容不均压的原因	388
2.2 分压电容均压的方法	389
2.3 输入输出共地的非隔离 TL 变流器的 飞跨电容电压控制	390
3 软开关 PWM 半桥 TL 变流器	390
3.1 基本的半桥 TL 变流器	390
3.2 零电压开关 PWM 半桥 TL 变流器	391
3.3 其他的零电压开关 PWM 半桥 TL 变流器	392
3.4 零电压零电流开关 PWM 半桥 TL 变流器	394
3.5 其他的零电压零电流开关 PWM 半桥 TL 变流器	395
4 零电压开关 PWM 复合式全桥三电平变流器	396
4.1 电路拓扑与控制策略	396
4.2 ZVS HFB TL 变流器的工作原理	397
4.3 ZVS H-FB TL 变流器的特点	398
4.4 加钳位二极管的 ZVS HFB TL 变流器	400
5 零电压开关 PWM 全桥三电平变流器	400
5.1 电路拓扑和控制策略	400
5.2 右桥臂中续流二极管和飞跨电容的作用	401
5.3 加钳位二极管的 ZVS 全桥三电平变流器	402
第 5 章 多电平变流器控制技术	403
1 阶梯波脉宽调制方法	403
1.1 单脉冲调制	403
1.2 阶梯波调制	403
2 选择谐波消除方法	404
2.1 两电平 SHEPWM 方法	405
2.2 多电平 SHEPWM 方法	405
3 多电平载波 PWM 技术	406
3.1 三电平载波 PWM 控制技术	406
3.2 多电平载波 PWM 技术	408
4 多电平空间矢量 PWM 技术	409
4.1 三电平空间矢量 PWM 控制	409
4.2 多电平空间矢量 PWM 技术	413
5 其他多电平调制及控制技术	416
5.1 多电平 Sigma-delta 调制	416
5.2 开关频率优化 PWM	417
6 多电平通用 SVPWM 控制方法	418
6.1 多电平 PWM 算法的特点及要求	418
6.2 输出非零序和零序分量的作用	419
6.3 α - β - γ 虚坐标变换及原理	419

6.4 非零序分量的控制	420
6.5 零序分量的控制	421
7 多电平 SVPWM 和载波 PWM 的统一	421
7.1 三电平 SVPWM 的载波调制形式	422
7.2 多电平空间矢量 PWM 的载波调制形式	422
参考文献	425

第 8 篇 电源技术

第 1 章 概述

1 开关电源	431
2 UPS 电源	431
3 工业感应加热电源	431
4 气体放电灯电子镇流器	432
5 直流电源	432
5.1 工业电解电源	432
5.2 工业电镀电源	432
5.3 蓄电池充电电源	432
5.4 直流焊机电源	433
6 交流电源	433
6.1 交流稳压电源	433
6.2 恒压恒频 (CVCF) 电源	433
6.3 交流调压电源	433
7 其他特种电源	433
7.1 高压电源	433
7.2 高压脉冲电源	434
8 电力系统中的电力电子装置	434
8.1 高压直流输电 (HVDC)	434
8.2 电力无功补偿装置	434
8.3 有源电力滤波器 (Active Power Filter-APF)	434
8.4 其他灵活交流输电装置	434
8.5 可再生能源发电和分布式发电系统	434
9 电气传动系统中的电动机驱动电源	435
9.1 电力电子技术在直传动中的应用	435
9.2 电力电子技术在交流传动中的应用	435

第 2 章 开关电源

1 开关电源及其分类	437
2 开关电源的控制	438
2.1 电压型 PWM 控制技术	438
2.2 电流型 PWM 控制技术	439
3 软开关技术和功率因数校正技术	441
3.1 开关电源中的软开关技术	441
3.2 功率因数校正技术	441
4 开关电源主电路设计	443
4.1 功率变压器设计	443
4.2 输出滤波电容选择	444
4.3 输出电感器设计	444
5 开关电源设计制造相关技术	445
5.1 缓冲和保护电路设计	445
5.2 散热技术及设计	446
5.3 开关电源电磁兼容 (EMC) 技术及设计	446
5.4 开关电源并联系统均流技术	447
6 开关电源的应用与发展	448

第 3 章 UPS 电源

1 UPS 简介	450
2 UPS 工作原理	450

2.1 后备式	450	2.3 异常工作状态保护	478
2.2 在线互动式	450	2.4 能效性要求	478
2.3 双变换在线式	450	2.5 有关安全认证的要求	479
2.4 双变换电压补偿在线式	451	3 电子镇流器基本方案	479
3 UPS 主电路结构	451	3.1 电子镇流器电路结构	479
3.1 单相双变换在线式 UPS 的电路结构	451	3.2 电子镇流器常用逆变电路	479
3.2 三相双变换电压补偿在线式 UPS	453	3.3 简易电子镇流器	480
4 UPS 电源的控制	454	3.4 含无源滤波的电子镇流器	480
4.1 单相双变换在线式 UPS 控制	454	3.5 含 APFC 的电子镇流器	481
4.2 三相双变换电压补偿在线式 UPS 的控制	455	3.6 采用专用集成电路的电子镇流器	482
5 UPS 主电路设计	456	4 电子镇流器设计	483
5.1 PFC 主电路设计	456	4.1 功率因数校正电路设计	483
5.2 逆变器主电路设计	456	4.2 镇流器谐振回路设计	483
6 UPS 选型、使用和维护	456	4.3 阴极预热起动	484
6.1 设备的选型与安装	456	4.4 保护电路	484
6.2 日常维护与管理	457	4.5 电子镇流器 CAD 软件 BDA	485
7 UPS 技术的新发展	458	5 电子镇流器调光和控制	485
第 4 章 工业感应加热电源	460	5.1 电子镇流器调光实现方法	485
1 感应加热原理和应用	460	5.2 模拟调光和数控调光	485
2 感应加热负载及其等效电路	461	6 高强度放电灯电子镇流器	487
2.1 感应电动势和感应电流	461	6.1 HID 灯对电子镇流器的要求	487
2.2 集肤效应	461	6.2 声谐振解决方法	487
2.3 负载感应线圈等效电路	461	6.3 低频方波电子镇流器拓扑结构	488
2.4 串联振荡负载电路	462	6.4 HID 灯起动技术	489
2.5 并联振荡负载电路	463	7 电子镇流器的新发展	490
3 感应加热电源主电路结构	464	7.1 单级电子镇流器	490
3.1 并联式逆变电路	464	7.2 集成化	490
3.2 串联式逆变电路	464	7.3 电子镇流器的调光与控制	490
3.3 其他逆变电路结构	465	7.4 高强度气体放电灯电子镇流器的应用	490
4 晶闸管并联逆变中频电源	465	7.5 新光源的应用	491
4.1 电路结构和工作原理	465	第 6 章 直流电源	492
4.2 主电路参数设计	467	1 直流电源简介	492
4.3 电路控制	467	2 工业用直流电源基本结构	492
4.4 晶闸管并联逆变中频电源起动电路	468	2.1 移相整流电源	492
4.5 电源的保护	469	2.2 斩波型直流电源	494
5 晶闸管串联逆变中频电源	470	3 工业电解电源	495
5.1 电路结构和工作原理	470	3.1 电解电源特点与分类	495
5.2 电路的控制和保护	471	3.2 直流电解电源现况和发展	495
6 高频感应加热电源	471	3.3 国内外电解加工直流电源	496
6.1 IGBT 并联逆变式超音频电源	471	4 电镀电源	497
6.2 功率 MOSFET 串联逆变高频电源	472	4.1 电镀电源特点与分类	497
7 大功率感应加热电源	473	4.2 电镀电源现况和发展	497
7.1 感应加热电源的并联运行	473	4.3 常用直流电镀电源	497
7.2 负载电容升压电路	474	5 蓄电池充电电源	499
8 感应加热电源的选型和使用	474	5.1 蓄电池应用与充电电源的发展	500
8.1 感应加热电源频率和功率的选择	474	5.2 常用蓄电池充电波形	500
8.2 负载与感应加热电源的连接和阻抗匹配	476	5.3 蓄电池充电方式	500
8.3 感应加热电源的使用	476	5.4 常用蓄电池充电电源	503
第 5 章 气体放电灯电子镇流器	477	6 焊机电源	504
1 气体放电灯工作原理及电子镇流器工作特点	477	6.1 焊机电源定义与分类	504
1.1 荧光灯工作原理	477	6.2 弧焊电源	505
1.2 高强度放电灯工作原理	477	6.3 电阻焊机	508
1.3 电子镇流器工作特点	477	7 其他直流电源	509
2 电子镇流器性能指标	478	7.1 直流操作电源	509
2.1 起动性能	478	7.2 电弧炉用直流电源	510
2.2 灯电流的波峰系数	478	第 7 章 交流电源	511

1 交流稳压电源	511	4 变压器和高频电感器的等效电路模型	551
1.1 交流稳压电源定义和分类	511	4.1 变压器的等效电路模型	551
1.2 交流稳压电源主要技术指标	511	4.2 高频电感器的等效电路模型	552
1.3 参数调整(谐振)型交流稳压电源	512	5 磁性元件的损耗	552
1.4 自耦(变比)调整型交流稳压电源	513	5.1 磁心损耗	552
1.5 大功率补偿型交流稳压电源	514	5.2 绕组损耗	554
1.6 开关型交流稳压电源	515	第3章 磁性元件的磁心材料	558
2 恒压恒频电源	515	1 磁性材料的特性曲线及参数	558
2.1 定义与分类	515	1.1 磁化曲线和磁滞回线	558
2.2 波形控制型恒压恒频电源	516	1.2 磁化曲线和磁滞回线的参数	558
2.3 逆变器型恒压恒频电源	516	1.3 其他参数	559
3 交流调压电源	516	2 软磁铁氧体磁性材料	560
3.1 交流调压电源定义和分类	516	2.1 软磁铁氧体材料的化学组成	560
3.2 相位控制式交流调压电源	517	2.2 软磁铁氧体材料的磁性能	561
3.3 斩波控制式交流调压电源	518	2.3 软磁铁氧体的磁心型号	562
3.4 通断控制式交流调压电源	519	3 金属粉末状磁性材料	564
4 其他交流电源	519	3.1 铁粉芯	564
4.1 交流稳流电源	519	3.2 铁硅铝粉芯	565
4.2 交流方波电源	520	3.3 高通磁粉芯	565
第8章 高压电源及高压脉冲电源	521	3.4 坡莫合金粉芯	565
1 高压电源	521	3.5 各种磁粉芯的性能比较	565
1.1 工频高压电源	521	4 金属片(带)状磁性材料	565
1.2 高频开关高压电源	525	4.1 硅钢	565
2 高压脉冲电源	529	4.2 坡莫合金	566
2.1 功率脉冲电源	529	4.3 超坡莫合金	566
2.2 高重复频率高压脉冲电源	530	4.4 非晶合金	567
3 高压电源和高压脉冲电源的几种典型应用	532	4.5 超微晶合金	569
3.1 激光电源	532	5 各种磁性材料的性能对比及选用	569
3.2 环保及空气净化电源	532	第4章 磁性元件的绕组	571
3.3 雷达发射机及电真空器件用电源	535	1 磁性元件绕组的骨架	571
3.4 医疗设备用高压电源	536	2 磁性元件绕组的导体	571
参考文献	538	2.1 漆包圆线的规格	571
第9篇 电力电子系统中的磁技术	541	2.2 我国线规与美国和英国线规的对照	572
第1章 概述	543	3 磁性元件的绝缘和绝缘材料	573
1 电力电子装置中的磁性元件	543	3.1 磁性元件的绝缘系统	573
2 磁技术在电力电子中的应用与发展	543	3.2 磁性元件的绝缘材料	574
2.1 高频化	543	3.3 整个绕组的绝缘设计	575
2.2 平面化	543	第5章 磁性元件的等效电路模型	576
2.3 集成化	544	1 变压器—电感等效电路模型	576
2.4 阵列化	544	1.1 对偶变换建模方法	576
2.5 混合化	544	1.2 几种常用磁件的等效电路模型	576
第2章 磁的基本概念和基本定律	545	1.3 磁件等效电路通用模型	577
1 磁场的基本概念与基本定律	545	2 回转器—电容等效电路模型	578
1.1 磁场的基本概念	545	2.1 磁导—电容类比建模方法	578
1.2 电磁场基本定律	545	2.2 几种常用磁件的等效电路模型	579
1.3 电感	545	3 两种建模方法对比	579
1.4 磁场能量	546	第6章 开关电源中常用磁性元件的设计	580
2 磁路的基本概念和基本定律	546	1 磁性元件的三种工作状态	580
2.1 磁路的概念与基本参数	546	1.1 第一种工作状态	580
2.2 磁路的基本定律	547	1.2 第二种工作状态	580
3 带气隙磁心的气隙磁导计算	549	1.3 第三种工作状态	581
3.1 气隙长度相对于磁心端面尺寸很小时的		2 高频变压器的设计	581
气隙磁导计算	549	2.1 确定磁心型号及尺寸	582
3.2 气隙长度相对于磁心端面尺寸较大时的		2.2 绕组计算	582
气隙磁导计算	549	2.3 磁心窗口校核	583
		2.4 损耗与温升计算	583

2.5 漏感和分布电容的影响	583	5.3 磁集成 EMI 滤波器的设计	609
3 直流输出滤波电感的设计	584	6 倍流整流电路中的集成磁件设计	610
3.1 设计直流输出滤波电感的限制条件	584	6.1 IM-CDR 电路的改进与完善	610
3.2 磁心几何常数 K_g 的限制	585	6.2 改进型 IM-CDR 电路的分析	611
3.3 直流输出滤波电感的设计步骤	585	6.3 改进型 IM 的设计依据	612
4 交流输出滤波电感的设计	585	6.4 设计实例	612
4.1 输出滤波电感量 L 的确定	585	7 磁集成正反激变流器的设计	612
4.2 磁心尺寸的确定	586	7.1 磁集成正反激变流器	613
4.3 绕组匝数 N_1 及线径的计算	586	7.2 IM 变流器的推导	613
4.4 设计校核	586	7.3 IM 变流器的磁路分析	613
4.5 损耗与温升计算	586	7.4 IM 变流器的基本关系	614
5 PFC 电感器的设计	587	7.5 磁件设计依据	614
5.1 有源 PFC 电路的基本原理及 PFC 电感的 电流波形	587	7.6 磁件设计实例	614
5.2 PFC 电感的设计	587	8 磁集成正激有源箝位变流器的设计	616
6 EMI 滤波器的设计	589	8.1 IM-ACF 变流器工作原理	616
6.1 开关电源 EMI 滤波器的设计步骤	589	8.2 设计实例	618
6.2 开关电源 EMI 滤波器的设计流程	590	第 10 章 磁性元件的电磁场有限元仿真方法	620
第 7 章 磁放大器及尖峰抑制器的设计	591	1 磁性元件静磁场有限元仿真方法	620
1 磁放大器的设计	591	1.1 二维静磁场有限元仿真方法	620
1.1 磁放大器的基本原理	591	1.2 三维静磁场有限元仿真方法	621
1.2 设计要点	591	2 磁性元件涡流场有限元仿真方法	621
1.3 设计实例	592	2.1 二维涡流场有限元仿真方法	622
2 尖峰抑制器的设计	592	2.2 三维涡流场有限元仿真方法	623
2.1 尖峰抑制器的基本原理	592	3 磁性元件瞬态场有限元仿真方法	623
2.2 设计要点	593	3.1 二维瞬态场有限元仿真方法	623
2.3 设计实例	593	3.2 三维瞬态场有限元仿真方法	624
第 8 章 平面磁性元件的应用与设计	595	第 11 章 回转器—电容磁件电路仿真模型	625
1 高频平面 PCB 变压器	595	1 磁件仿真建模的必要性和建模方法	625
1.1 平面 PCB 变压器的结构	595	1.1 磁件的数学模型	625
1.2 平面 PCB 变压器的设计	596	1.2 电路仿真软件提供的磁件仿真模型	625
1.3 平面 PCB 变压器的设计举例	596	1.3 磁件仿真建模方法	626
2 薄膜型平面磁件	597	2 回转器—电容磁件仿真模型的建立	626
2.1 薄膜的制备方法	597	2.1 回转器—电容仿真模型的基本组成	626
2.2 薄膜电感器	597	2.2 磁心的模拟思路	626
2.3 薄膜变压器	599	2.3 磁心基本磁化曲线的模拟	627
3 平面磁件的磁心	599	2.4 磁心磁滞回线的模拟	628
4 平面磁件的绕组	599	2.5 漏感的模拟	631
4.1 平面绕组的实现方法	599	3 回转器—电容仿真模型应用实例——磁放 大器的仿真	631
4.2 平面绕组的设计要点	600	3.1 回转器—电容模型参数确定	631
第 9 章 集成磁性元件的应用与设计	603	3.2 系统仿真结果	632
1 集成磁性元件的应用简介	603	第 12 章 磁性元件的制作与测试	635
2 集成磁性元件的应用过程与设计要点	603	1 磁性元件的制作	635
3 可削减直流偏磁集成磁件在 DC/DC 变流器 中的应用	604	1.1 磁性元件制作概述	635
3.1 可削减直流偏磁集成磁件在交错并联型 Buck 变流器中的应用	604	1.2 磁性元件制作工艺	635
3.2 交错并联型可削减直流偏磁集成磁件的 原理分析	604	2 磁性元件参数的测试	636
3.3 设计举例	605	2.1 电感量和漏感量的测试	636
4 三相大功率 UPS 中输出变压器和电抗器的 磁集成	606	2.2 绝缘电阻和抗电强度的测试	637
5 平面磁集成 EMI 滤波器的设计	606	2.3 变压器同名端的测试	637
5.1 EMI 电源滤波器的平面磁集成结构	606	2.4 温升测试	637
5.2 提高磁集成 EMI 电源滤波器高频性能 的方法	607	2.5 动态磁滞回线的测量	637
		参考文献	639
		第 10 篇 电力电子技术在电力传动 中的应用	641
		第 1 章 概述	643

1 电力传动概念	643	第 2 章 输电系统中的电力电子技术	704
1.1 电动机	643	1 FACTS 概念、类型与原理	704
1.2 电源装置	645	1.1 输电系统中的电力电子快速控制	704
1.3 控制系统	645	1.2 柔性交流输电系统 (FACTS)	705
1.4 电力电子与电力传动	645	1.3 FACTS 控制器类型	705
2 电力传动的发展	646	1.4 FACTS 控制器的通用原理	706
2.1 电力传动的发展过程	646	2 可控串联补偿与晶闸管控制串联补偿 TCSC	706
2.2 电力传动的发展趋势	647	2.1 输电线路串联补偿	706
3 电力传动中的电力电子技术	648	2.2 可控串联补偿和 TCSC	707
3.1 典型生产机械中的电力传动方案	648	2.3 TCSC 装置的设计	707
3.2 电力传动中的主要变流技术	649	2.4 TCSC 应用工程介绍	710
3.3 电力传动用变流装置中的共性问题	653	3 变换型 FACTS 技术	711
第 2 章 电力电子技术在直流传动中的应用	656	3.1 静态同步补偿器 STATCOM	711
1 直流调速传动概述	656	3.2 静态串联同步补偿器 SSSC	719
1.1 直流电动机调速原理	656	4 统一潮流控制器 UPFC	722
1.2 可控直流电源类型	657	4.1 UPFC 运行原理	722
2 可控整流器供电直流调速系统	659	4.2 UPFC 主电路结构	723
2.1 系统构成	659	4.3 UPFC 的控制	723
2.2 系统设计	660	4.4 UPFC 潮流控制与系统阻尼作用	724
3 直流脉宽调制 (PWM) 调速系统	664	4.5 UPFC 的工程实践	724
3.1 不可逆调速系统	664	第 3 章 配电系统中的电力电子技术	726
3.2 可逆调速系统	665	1 配电网电能质量	726
第 3 章 电力电子技术在交流传动中的应用	667	1.1 电能质量标准	726
1 交流调速传动概述	667	1.2 电力电子功率电路谐波分析	727
1.1 同步电动机	667	1.3 电能质量控制技术背景	730
1.2 异步电动机	667	1.4 有源电能质量控制技术	732
2 异步电动机调速控制	667	2 电流质量有源控制	735
2.1 变频调速	667	2.1 有源滤波技术 (APF)	735
2.2 调压调速	682	2.2 其他有源电能质量控制器	741
2.3 绕线转子异步电动机的调速控制	684	3 电压质量有源控制技术	743
3 同步电动机调速控制	686	3.1 电压质量问题及分类	743
3.1 他控式变频调速系统	687	3.2 动态电压恢复器 (DVR)	744
3.2 自控式变频调速系统	687	4 综合电能质量有源控制技术 UPQC	745
4 开关磁阻电动机调速控制	690	4.1 UPQC 结构原理	745
4.1 开关磁阻电动机原理与特性	690	4.2 模型实验	746
4.2 开关磁阻电动机运行控制	691	第 4 章 直流输电 (HVDC) 技术	748
4.3 开关磁阻电动机的功率变流器	691	1 直流输电简介	748
第 4 章 电力传动变流装置的电力谐波	693	1.1 直流输电发展简史	748
1 电力传动变流装置的电力谐波	693	1.2 交直流输电比较	748
1.1 电网对装置电力谐波及无功的要求	693	1.3 直流输电的主要应用场合	749
1.2 电力传动变流装置的谐波分析	693	2 直流输电系统的构成	749
2 电力传动系统的谐波抑制	695	2.1 直流输电基本概念	749
2.1 增加变流器的脉动波数	696	2.2 两端直流输电系统	750
2.2 增设高次谐波滤波器	696	2.3 多端直流输电系统	751
2.3 采用 PWM 整流方式	696	3 直流输电换流技术与运行特性	751
2.4 采用矩阵式变流器	697	3.1 单桥整流器	751
参考文献	698	3.2 单桥逆变器	753
第 11 篇 电力系统中的电力电子装置	699	3.3 双桥换流器	754
第 1 章 概述	701	3.4 换流器谐波特性及抑制措施	754
1 现代电力系统的特点	701	3.5 换流器功率因数及无功补偿	756
2 传统电力系统的局限和存在的问题	701	4 直流输电控制原理和控制特性	757
2.1 传统的机械式控制方法的局限性	701	4.1 直流输电系统的基本控制原理	757
2.2 互联电网有利有弊	701	4.2 直流输电系统的基本控制特性	757
3 电力系统安全、稳定性问题	702	4.3 直流输电系统的高级控制功能	758
4 电力系统的电力质量问题	702	5 直流输电系统的故障与保护	758
		5.1 直流输电系统故障	758

5.2 直流输电系统的保护	759
6 直流输电系统的主要设备	760
6.1 直流输电线路	760
6.2 换流站及其设备	762
7 直流输电系统的过电压防护与绝缘配合	765
7.1 直流输电系统中的过电压	765
7.2 过电压防护措施	765
7.3 换流站的绝缘配合	766
8 轻型直流输电系统简介	766
8.1 轻型直流输电系统的特点	766
8.2 轻型直流输电的主要应用场合	767
第5章 电力系统固态短路限流器	768
1 电力系统的短路故障及其危害	768
2 限流技术及短路限流器的发展	768
2.1 常规短路限流技术及其存在的问题	768
2.2 现代限流技术及其发展概况	769
3 新型固态短路限流器 (SSFCL) 的结构及其 工作原理	772
3.1 直流固态短路限流器	772
3.2 基于半控型电力电子器件的单相交流固态 短路限流器	773
3.3 基于全控型电力电子器件的单相交流固态 短路限流器	774
3.4 三相桥式固态限流器	776
3.5 带耦合变压器的交流固态短路限流器	777
3.6 带旁路电感的变压器耦合桥式固态限流器	777
4 固态短路限流器在电力系统中的应用	778
4.1 固态限流器在电网中的安装位置	778
4.2 固态限流器对电力系统的作用与影响	780
第6章 分布式发电与可再生能源	784
1 分布式发电与可再生能源利用	784
1.1 分布式发电的特点	784
1.2 分布式发电系统的类型	785
2 可再生能源发电	785
2.1 风力发电	785
2.2 太阳能发电	791
2.3 其他发电系统	794
3 分布式发电组网	795
3.1 混合/互补 DG 系统	795
3.2 微电网技术	795
第7章 电力系统中电力电子技术应用展望	798
1 在电网安全、稳定性控制中扮演重要角色	798
2 在新型输配电与分布式发电中发挥重要作用	798
3 现代电力系统节能与储能	799
参考文献	800

第12篇 电力电子电路/系统建模及计算机仿真

第1章 概述	805
1 电力电子器件模型及电路仿真	805
2 电力电子系统的模型	805
3 电力电子系统电磁干扰仿真模型	806
第2章 电力电子器件建模及电路仿真	807
1 电力电子器件基本特性	807
1.1 功率二极管	807
1.2 功率场效应晶体管	807

1.3 门极可关断晶闸管	808
1.4 绝缘栅双极晶体管	808
1.5 集成门极换流可关断晶闸管	809
2 电力电子器件的物理模型	809
2.1 功率二极管	809
2.2 绝缘栅双极晶体管 IGBT	810
2.3 集成门极换流晶闸管 IGCT	812
3 电力电子器件的宏观模型	813
3.1 功率二极管	813
3.2 功率场效应晶体管 MOSFET	813
3.3 门极可关断晶闸管 GTO	814
3.4 绝缘栅双极晶体管 IGBT	815
4 电力电子器件的组合模型	815
4.1 GTO 组合模型	815
4.2 IGBT 组合模型	816
5 电力电子器件模型参数确定方法	817
5.1 目标函数优化方法	817
5.2 外特性测量结合器件物理方程计算的方法	818
6 电力电子器件模型的电路仿真	818
6.1 GTO 模型的电路仿真	818
6.2 IGBT 模型的电路仿真	819
7 常用仿真软件介绍	820
7.1 PSpice	820
7.2 Saber	820
7.3 MATLAB	820
7.4 PSIM	821
8 小结	821
第3章 电力电子系统动态建模	822
1 动态建模的作用	822
2 DC/DC 变流器的动态建模	823
2.1 状态空间平均概念与小信号线性化 动态模型	823
2.2 统一小信号交流等效电路模型	825
2.3 调制器的动态模型	826
3 电流断续方式 DC/DC 变流器的动态建模	826
3.1 DCM 方式 DC/DC 变流器的平均模型	826
3.2 DCM 变流器小信号交流模型	828
4 DC/DC 变流器的峰值电流控制	828
4.1 电流峰值控制的概念	828
4.2 锯齿波补偿电流峰值控制的稳定性分析	829
4.3 一阶模型	830
4.4 改进电流控制模型	830
5 逆变器的动态模型	831
6 三相 PWM 功率变流器的动态模型	832
6.1 三相电压型 PWM 整流器的开关周期 平均模型	832
6.2 三相电压型 PWM 逆变器的开关周期 平均模型	834
6.3 dqo 旋转坐标系下三相电压型 PWM 变流器的模型	834
6.4 小信号交流模型	835
7 DC/DC 变流器反馈控制设计	836
7.1 频率特性	836
7.2 补偿网路设计	837
8 小结	838
第4章 电力电子系统电磁干扰仿真建模	839

1 干扰源的信号频谱	839	3.1 感性负载开关切换及防护	903
1.1 元器件固有噪声	839	3.2 电力电子电路/系统对外部瞬态 干扰的抑制	904
1.2 整流电路产生的干扰	840	第5章 电力电子电路/系统的电磁兼容标准	909
1.3 二极管反向恢复过程产生的干扰	841	1 电磁兼容标准简介	909
1.4 PWM 开关波形的干扰频谱	842	2 欧洲电磁兼容标准简介	909
2 干扰耦合通道的数学模型建立	843	3 美国电磁兼容标准简介	910
2.1 有源器件的高频模型	843	4 我国的电磁兼容标准简介	911
2.2 无源器件的高频模型	847	第6章 电力电子电路/系统电磁兼容技术的 发展趋势	914
2.3 导线的高频模型	850	1 功率变流器的电磁干扰建模及抑制技术	914
2.4 印制电路板高频寄生参数的提取	852	1.1 功率变流器的电磁干扰建模	914
3 干扰敏感设备的数学模型建立	853	1.2 功率变流器的电磁干扰抑制技术	916
3.1 线路阻抗稳定网络的等效模型	853	2 电机传动装置的电磁干扰建模及抑制技术	918
3.2 电流探头的等效模型	853	2.1 电机传动装置的电磁干扰建模	918
4 电力电子系统电磁干扰的建模及仿真	854	2.2 电机传动装置的电磁干扰抑制技术	918
4.1 电力电子系统干扰建模方法	854	3 EMI 滤波器的寄生效应	919
4.2 三相变频调速系统应用中的共模干扰问题	854	3.1 EMI 滤波器寄生效应建模	919
4.3 三相变频调速系统的共模干扰模型	855	3.2 EMI 滤波器寄生参数抵消技术	919
参考文献	860	4 PCB 电磁干扰优化设计 CAD 技术	920
第13篇 电力电子电路/系统电磁兼容设计	863	5 EMI 的电磁计算技术	920
第1章 概述	865	参考文献	922
1 电磁兼容基本概念	865	第14篇 电力电子系统集成	925
1.1 电磁兼容	865	第1章 概述	927
1.2 电磁骚扰	865	1 电力电子系统集成的必要性	927
1.3 电磁干扰	865	2 电力电子系统集成的内涵	927
1.4 电磁敏感度与电磁抗扰度	865	3 电力电子系统集成的研究现状	927
2 电力电子电路/系统的电磁兼容问题	865	3.1 标准模块电路的筛选和优化	927
3 电力电子电路/系统电磁兼容设计的特点	866	3.2 变流器的稳定性及阻抗特性研究	928
第2章 电力电子电路/系统电磁干扰及耦合途径	867	3.3 电源系统芯片的研究	928
1 电磁干扰源	867	3.4 电力电子系统集成理论和方法的研究	929
1.1 基本电磁干扰源	867	4 电力电子系统集成的发展趋势	931
1.2 电力电子电路/系统基本干扰源	868	第2章 电力电子变流电路拓扑的标准化	933
2 电力电子电路/系统干扰耦合途径	871	1 DC/DC 变流器拓扑优选法则	933
2.1 传导耦合	871	1.1 输入电压高低	933
2.2 电磁辐射耦合	877	1.2 输出电压高低	933
2.3 电力电子电路/系统的电磁干扰耦合模式	879	1.3 输入输出范围宽窄	933
第3章 电力电子电路/系统电磁干扰抑制技术	881	1.4 功率大小等级	933
1 电力电子电路/系统的接地设计	881	2 DC/DC 变流器软开关理论和应用	934
1.1 安全接地	881	3 DC/DC 拓扑变结构理论和应用	935
1.2 EMC 接地	882	3.1 柔性变流器的基本概念	935
1.3 电力电子电路/系统中的接地设计	885	3.2 柔性变流器的关键技术	936
2 电力电子电路/系统中的电磁屏蔽	885	3.3 实用实例	937
2.1 电磁屏蔽概述	885	3.4 小结	939
2.2 理想屏蔽体屏蔽效能的计算	886	4 小功率 DC/DC 拓扑优选以及标准化	939
2.3 不完整屏蔽对屏蔽效果的影响	888	4.1 电源系统架构	939
2.4 屏蔽体的设计	889	4.2 非隔离型 DC/DC 拓扑优选	940
2.5 电力电子电路/系统中的高频变压器的屏蔽及 其干扰抑制技术	891	4.3 隔离型 DC/DC 拓扑优选	943
3 电力电子电路/系统中的滤波	892	5 中功率 DC/DC 拓扑优选及标准化	949
3.1 EMI 滤波器设计	893	5.1 隔离型直流变换拓扑优选及标准化	949
3.2 EMI 滤波器的布局和装配	899	5.2 非隔离型直流变换拓扑优选及标准化	954
3.3 直流电源去耦滤波器设计	899	6 AC/DC 变流器标准拓扑的研究	955
第4章 电力电子电路/系统的电磁敏感度	903	6.1 单相 AC/DC 拓扑优选及标准化	955
1 电力电子电路/系统电磁敏感度 (EMS) 概述	903	6.2 三相 AC/DC 拓扑优选及标准化	957
2 瞬态干扰产生机制	903	第3章 电力电子系统集成方法学	958
3 瞬态干扰抑制	903		

1 模块化的电力电子系统 958

1.1 电力电子标准模块的建立 958

1.2 电力电子标准模块的组合 958

1.3 模块化交流调速系统的构建 958

2 电力电子控制系统结构 958

2.1 电力电子控制系统的组成 958

2.2 电力电子控制系统的分层结构 959

3 电力电子系统中的通信方式 960

3.1 电力电子模块通信内容 960

3.2 专用控制网络 961

4 电力电子模块的同步 962

4.1 通信延迟 962

4.2 开关频率限制 963

4.3 同步方法 963

5 电力电子网络的建立 964

5.1 电力电子网络建立的需求 964

5.2 网络结构与通信介质 964

5.3 电力电子网络建立实例 965

6 系统控制平台 966

6.1 硬件系统 966

6.2 软件系统 971

第4章 电力电子集成系统稳定性和可靠性..... 973

1 电力电子级联系统 973

1.1 电力电子级联系统的稳定性 973

1.2 级联系统稳定性分析方法 973

1.3 输入阻抗分析及改进方法 976

1.4 输出阻抗分析及改进方法 981

2 电力电子串并联系统 982

2.1 电力电子并联系统 982

2.2 直流电源系统的均流技术分类 982

2.3 直流电源系统的均流稳定性分析 987

2.4 电力电子串联系统分析 988

参考文献..... 990

第 1 篇 概 论

主编单位：浙江大学

主 编：汪樵生 钱照明

编写人员：汪樵生（浙江大学）

钱照明（浙江大学）

1 电力电子的涵义和任务

电力电子的主要任务是研究电力电子(功率半导体)器件、变流器拓扑及其控制和电力电子应用系统,实现对电、磁能量的变换、控制、传输和存储,以达到合理、高效地使用各种形式的电能,为人类提供高质量电、磁能量。电力电子的研究范围与研究内容主要包括:

(1) 电力电子元器件及功率集成电路。

(2) 电力电子变流技术。其研究内容主要包括新型的或适用于电源、节能及电力电子新能源利用、军用和太空等特殊应用中的电力电子变流技术;电力电子变流器智能化技术;电力电子系统中的控制和计算机仿真、建模等。

(3) 电力电子应用技术。其研究内容主要包括超大功率变流器在节能、可再生能源发电、钢铁、冶金、电力、电力牵引、舰船推进中的应用;电力电子系统信息与网络化;电力电子系统故障分析和可靠性;复杂电力电子系统稳定性和适应性等。

(4) 电力电子系统集成。其研究内容主要包括电力电子模块标准化;单芯片和多芯片系统设计;电力电子集成系统的稳定性、可靠性等。

从工程应用的角度看,无论是电力、机械、矿冶、交通、石油化工、轻纺等传统产业,还是通信、激光、机器人、环保、原子能、航天等高科技产业,都迫切需要提供高质量的电能,特别是要求节能。而电力电子则是实现将各种能源高效率地变换成高质量电能、节能、环保和提高人民生活质量的重要手段,它已经成为弱电控制与强电运行之间,信息技术与先进制造技术之间,传统产业实现自动化、智能化、节能化、机电一体化的桥梁。电力电子的突出特点是高效、节能、省材,无论高技术应用领域,还是各种传统产业,乃至照明、家电等量大面广的,与人民日常生活密切相关的应用领域,电力电子产品已无所不在。所以,电力电子已成为我国国民经济的重要基础技术和现代科学、工业和国防的重要支撑技术。

2 电力电子的发展与展望

电力电子器件像燃起电力电子技术革命的火种,一代新型电力电子器件的出现,总是带来一场电力电子技术的革命。电力电子器件在整台装置中的价值虽然通常不会超过总价值的20%~30%,但是,它对装置的总价值、尺寸、质量和技术性能,却起着十分重要的作用。

一个理想的电力电子器件,应当具有下列理想的静态和动态特性:

(1) 在阻断状态时能承受高电压。

(2) 在导通状态时,具有高的电流密度和低的导通压降。

(3) 在开关状态转换时,具有短的开、关时间,能承受高的 di/dt 和 du/dt ,以及具有全控功能。

20世纪50年代半控型硅晶闸管问世以来,电力电子器件的研究工作者为达到上述理想目标做出了不懈的努力,伴随硅技术,特别是大规模集成电路和微电子的飞速进步,电力电子器件已取得了世人瞩目的成就。它的发展历史可以划分成三个时期:第一时期从1950~1960年,这一时期为摇篮期,在这一时期中,半导体器件包括电力电子器件的关键技术几乎全部得以完善;第二个时期从1970~1980年末,可以称之为成长期,主要的电力电子器件像MOSFET、IGBT、GTO和光触发晶闸管等迅速发展,功率变换对电力电

子器件的主要要求,随着上述器件的问世都基本上得以满足;第三个时期从1990年初一直到目前,为充分成长成熟期,基于硅材料的电压全控型电力电子器件和智能型集成功率模块技术得到了进一步的完善和发展。目前,在现代电力电子器件方面,主要有以下几个技术发展方向:新的器件结构、宽能带间隙的半导体器件、微电子与功率电子的结合-功率处理芯片和功率系统芯片、多芯片封装智能功率模块等。

电力电子变流技术与电力电子器件两者从来就是相辅相成的,它们始终是推动电力电子技术发展的基础。它可以实现AC-DC, DC-DC, DC-AC及在同一频率下的AC-AC变换(交流调压),和在不同频率下的AC-AC变换(变频)等。伴随着电力电子器件的迅速发展和电力电子技术应用领域的不断扩大,为了满足高效、高能量密度、高精度,快速响应、宽调节范围、低谐波失真和成本等应用要求,电力电子变流技术的发展大致可分为三个阶段:第一阶段,是应用二极管、晶闸管和不控或半控强迫换流技术;第二阶段,主要是应用自关断器件,例如GTO、BJT、功率MOSFET、IGBT等器件,以及普遍采用PWM控制技术;第三阶段,是以采用软开关、功率因数校正、消除谐波,以及考虑电磁兼容、扩大其电压、电流、功率范围和全数字控制为特征的现代变流技术。变流器基本电路拓扑的研究已相对比较成熟,当前人们主要是研究应用于各种特定场合的组合拓扑(包括各种多电平拓扑)和高速数字信号处理器DSP在各种变流器中的应用,以提高变流器的效率、功率密度、可靠性、智能化水平和降低成本。

变流器的控制与变流器拓扑始终是密切相关和同步发展的。变流器的常规控制模式有PWM、SPWM、SVPWM等。此外,还有针对应用对象所提出的各种特殊控制方法和理论,如交流电机的矢量控制、直接转矩控制、有源滤波的瞬时无功功率理论、单周期控制理论等,而现代控制理论(模糊控制、变结构控制、智能控制、神经网络控制等)在电力电子技术中的应用也得到人们的关注。

电力电子控制方面的最新研究方向应该是电力电子装置分布式系统控制,包括适合电力电子电路控制的专用控制网络硬件和软件的研究等。随着电力电子技术在电力系统、新能源发电、电力牵引和磁悬浮系统、军用装备、核能装置及其他高科技领域的应用不断推广,应用系统对控制器提出了更高的要求,如高精度度、高可靠性、高智能性、易维护性等。非线性控制、网络控制在复杂电力电子系统中的应用将得到人们高度的关注。

许多学者预测电力电子系统集成、标准化和模块化是21世纪电力电子技术发展的必由之路,2005年IEEE Transaction on Power Electronics出版了一期关于电力电子集成技术的专辑,集中讨论了无源元件和有源模块的多芯片封装的有关问题,在2005年的IEEE APEC会议上,发表了一篇关于芯片级电力电子集成的特邀报告。

近年来,该领域国际上主要的国际会议均将电力电子系统集成(包括:变流器的模块化、智能化、标准化、电力电子芯片系统、多芯片封装模块、电力电子系统集成理论及集成稳定性等)列为专题。该研究领域的一些科学问题与前述几个方面均有密切联系,其特有的科学问题主要有:电力电子系统集成方法论;集成系统的稳定性和可靠性;单芯片和多芯片系统电磁兼容设计(包括寄生参数提取、元器件高频建模等);电力电子集成系统的热力学模型等。对于电力电子系统集成这样一个方向性的研究,国内外学术界和企业界

均表示了热切的关注。我国国家自然科学基金也专门设立了一项重点项目对电力电子系统集成的若干关键技术进行探索。

3 电力电子的主要应用及其重要性

众所周知,电力电子技术是一门应用性极强的应用基础技术,它在改造传统产业(电力、机械、矿冶、交通、化工、轻纺等),发展高新技术(航天、激光、通信、机器人等)和高效利用能源中具有极其重要的作用,其应用领域几乎涉及到国民经济的各个工业部门。同时,电力电子技术的应用推广又是电力电子技术发展的重要推动力。我国是一个发展中的国家,目前尚处于前工业化阶段,传统产业仍然是我国国民经济的主力军,因此在近期或在较长一段时期内,传统产业的改造和发展将在很大程度上决定着我国经济的发展。电力、机械、冶金、石油、化工、交通运输是传统产业的重要支柱。

下面以可再生能源发电、分布式发电、电力质量控制、电力牵引和电机驱动、国防和前沿科学技术等为例,具体说明电力电子技术在这些领域中的广泛应用及其重要性。

3.1 可再生能源发电

可再生能源(RE)主要包括风能、太阳能、生物能和地热能等。各种能源由于其转化为电能的方式不同,将其送入电网时必须应用电力电子技术按用户的要求对其进行调整和控制。图 1.0-1 为利用可再生能源发电系统框图。

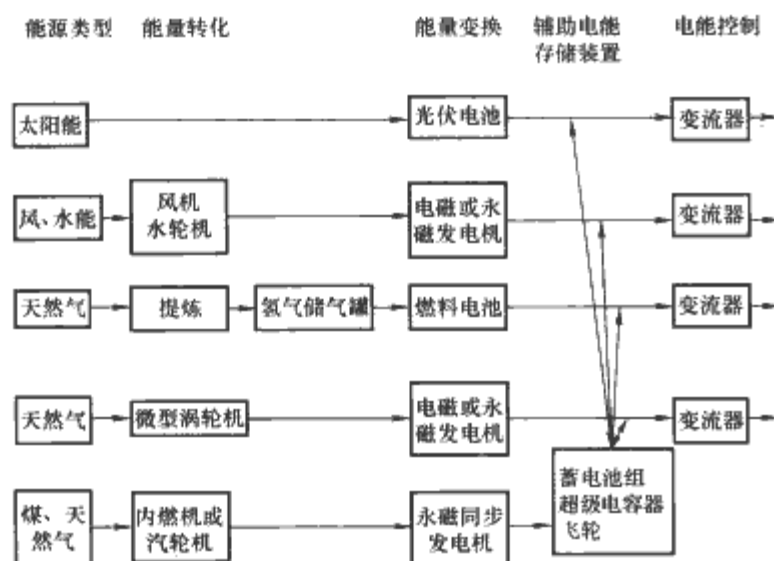


图 1.0-1 利用可再生能源发电系统框图

图 1.0-1 所示能源类型中的天然气虽然不是可再生能源,但它通过提炼转化为氢气后,再通过燃料电池转化为电能,对环境零污染,也可达到绿色能源的要求。图 1.0-1 表明,上述诸多系统中直流-直流变流环节、储能控制环节、直流-交流逆变环节和并网控制环节均不可缺少电力电子技术。

值得指出的是,大部分可再生能源直接产生的能量通常是不稳定的。以风能为例,并网型的风力发电都要用到大风量的风力发电机,为了尽可能多的利用风能资源,通常多台大风量的风力发电机并联,由于风场风力的不稳定性,它们在并网时如果不加控制和调节,就会对电网造成严重的冲击,同时为了保证将尽可能多的有功能量送入电网,风力发电系统还必须要有储能环节,并需解决存储能量再次转化的问题,上述这些过程都需要利用电力电子技术对其进行控制。图 1.0-2 为储能系统与变流技术的关系示意图。

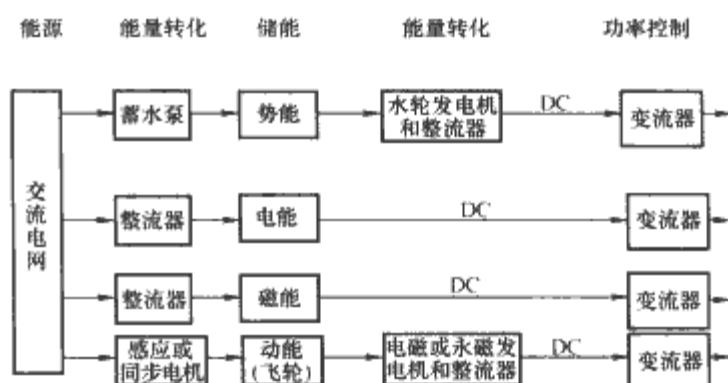


图 1.0-2 储能系统与变流技术的关系示意图

综上所述,开发和利用可再生能源与电力电子技术特别是大功率变流技术密切相关,无论是其中的能量变换、储存、发电机控制和并网控制均离不开电力电子这一关键技术。

3.2 分布式发电

分布式发电技术(Distributed Generation, DG)已得到了发达国家的普遍关注。目前,国外已有多种分布式发电技术获得了工业应用,它使得发电设备更加靠近用户,不但减小了人们对远距离输电的依赖,而且提高了人们使用可再生能源发电的兴趣,提高了用户用电的独立性、可靠性、安全性和灾变应变能力。风能发电、太阳能发电、燃料电池发电和小型高速涡轮发电机(Micro Turbine Generator)发电等分布式发电系统都依赖于电力电子技术,以实现安全、可靠、高效地运行。

图 1.0-3 是一个由固体氧化物燃料电池和一个小型高速涡轮发电机组成的混合发电系统结构示意图。

如图 1.0-3 所示,高温下运行的固体氧化物燃料电池产生的高温废气,可用来推动小型高速涡轮机发电。在现有技术水平得到极大提高的情况下,预计这种系统的效率将达到 70% 左右,超过当今任何发电系统的效率。

该系统的功率调节部分由多个逆变器组成,其中功率变换和控制装置包含许多核心技术,包括与电网的连接、燃料电池的容量及诸多系统级控制功能,如系统效率、输出波形质量、隔离和保护、电网电压跌落时逆变器的承受能力、无功控制、逆变器故障容量及返回到燃料电池盒的电流纹波等。对于大功率燃料电池系统,则需要新的电路拓扑、智能集成功率变流器和智能系统级控制方法。

根据 Darnell 公司的报告,从 2003~2008 年,全球用于分布式与混合式发电设备(DCG)的电力电子产品(包括逆变器、频率变流器、静态传输开关、直流-直流变流器、交流

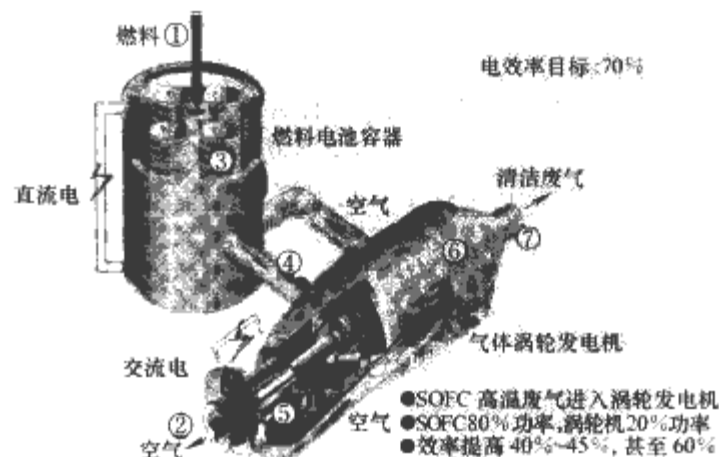


图 1.0-3 由固体氧化物燃料电池和小型高速涡轮发电机组成的混合发电系统结构示意图

-直流电源和集成大功率电机驱动器等)将以年均 12.2%的速度增长,即将从 18 550MVA 增加到 32 981MVA。

由此可见,分布式与混合式发电设备(DCG)涉及到的电力电子技术是未来分布式发电系统中关键技术之一。

3.3 电能质量控制

电力电子技术在输、配电中的应用是电力电子应用技术最具有潜在市场的领域。众所周知,从用电角度来说,利用电力电子技术可以有效地进行节电改造,提高用电效率;从输、配电角度来说,必须利用电力电子技术提高输配电质量。近 10 多年来,随着电力电子器件和变流技术的飞速发展,高压大功率电力电子装置的诸多优良特性决定了它在输、配电应用中具有强大的生命力。目前,电力电子技术在电能的发生、输送、分配和使用的全过程起到重要的作用,(如表 1.0-1 所示)。

以在配电中的应用为例,近年来,电力需求的不断增加,非线性电子设备和敏感负载对电力质量提出更高要求,为了得到最大输电量 and 保证在分布系统的公共连接点有高的电能质量,电压调节、无功/谐波控制和补偿,以及电力潮流控制技术已成为必不可少的关键技术,典型的设备有电力调节器、静止无功发生器(SVG)、有源滤波器、静止调相机(STATCOM)和电力潮流控制器等。

表 1.0-1 电力电子技术在电力系统中的主要应用	
分 类	应用装置举例
发电	发电机励磁装置;电厂用电故障监测及保护装置;串补装置 风力发电用永磁发电机变频调速装置;超大功率逆变并网系统等
输电	高压直流输电系统(包括:海上风力发电用岸上轻型高压直流输电装置等);灵活交流输电系统(包括:静止无功补偿器、静止无功发生器和潮流调节器等)
配电	有源电力滤波器;静止无功发生器;动态电压补偿器;电力调节器;电子短路限流保护器等

上述现代电力系统应用的电力电子装置几乎都无一例外使用了全控型大功率电力电子器件、各种新型的高性能多电平大功率变流器拓扑和 DSP 全数字控制技术。

3.4 电力牵引和电机驱动

在发达国家,约 40%能源是通过电能的形式消耗的,而总电能的 50%~60%又用于电机驱动场合,其中大部分是用于风机和水泵驱动。Darnell 公司作市场调查后认为,从 2003 年~2008 年,北美市场的变频器将会以每年 11.5%的速度增长,从 3.63 亿美元增加到 6.28 亿美元。

通用场合下的电机调速均采用电力电子与电气传动技术,目前该技术已经比较成熟。但一些高压大功率应用场合,如电力牵引、中、高压高性能电机驱动等,依然是这一领域的技术制高点。

3.5 现代国防和前沿科学研究

电力电子在现代化国防中得到越来越多的应用,它已成为该领域的核心技术之一,如图 1.0-4 所示。图 1.0-4 表明,所有现代国防装备的特种供电电源、电力驱动、推进、控制等均涉及到电力电子核心技术。而在快中子堆、磁约束核聚变、环保等前沿科学研究,以及激光、航空航天、航母等前沿技术中,超大功率、高性能的变流器及其控制系统也是必不可少的核心部件和基础,而这些均属电力电子范畴。

4 电力电子技术目前在我国的发展、应用现状和存在的问题

虽然我国电力电子的开发研究已有 50 年历史,而且我们已经取得了长足的进步,但是我们与国外先进水平的差距还是很大的,特别是关系到国民经济命脉和国家安全的若干关键领域中的核心技术与国外先进水平的差距更大,迅速改变这一现状是我们面临挑战和义不容辞的任务。

过去,我国国民经济各部门虽然引进了不少国外先进技术,也强调了国产化的问题,尽管它们中的绝大多数几年后都可以达到国产化率 70%的要求,可是只要我们仔细分析一下,就不难发现,最终国外公司拒绝转让的技术和重要部件,均是涉及到高技术的电力电子及电气传动产品中的核心技术,表 1.0-2 列举了电力电子技术和应用装置在各领域的主要应用及涉到的关键技术。

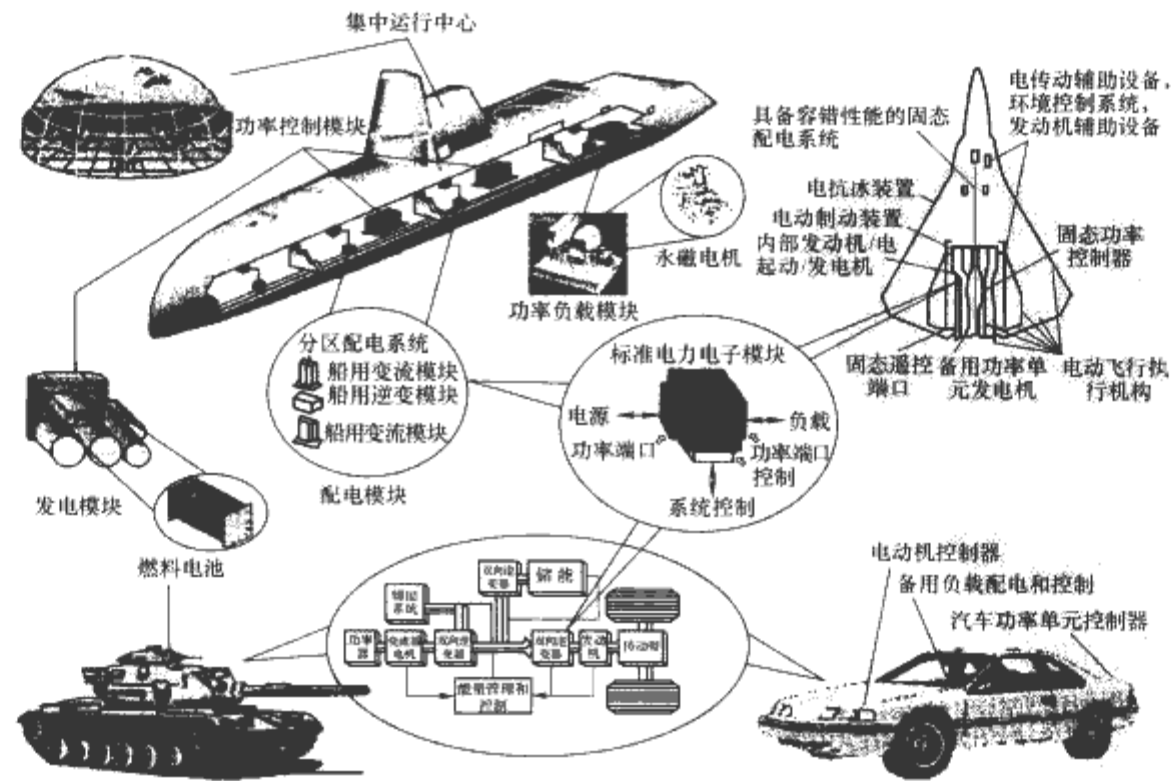


图 1.0-4 电力电子在现代化国防中的应用

表 1.0-2 所列各应用领域所涉及到的关键电力电子技术可概括为：大功率变流技术；电力电子及其系统控制技术；大功率逆变器并网技术；大功率全控电力电子器件和电力电子全数字控制技术等。

本卷将就电力电子器件、电力电子器件应用基础、基本电力电子电路、电力电子控制技术、电力电子软开关技术、电力电子多电平技术、电源技术、电力电子系统中的磁技术、电力电子技术在电力传动中的应用、电力系统中的电力电子装置、电力电子电路/系统建模及计算机仿真、电力电子电路/系统电磁兼容设计、电力电子系统集成等方面，对电力电子技术的基础理论、应用技术及发展前景进行比较系统和详细的阐述。

表 1.0-2 电力电子技术和应用装置在各领域的主要应用及涉及的关键技术

应用领域	关键的应用装置
先进能源	大功率高性能 DC/DC 变流器；大功率风力发电机的励磁与控制器；风力发电用永磁发电机变频调速装置；大功率并网逆变器；储能装置等

续表

应用领域	关键的应用装置
电力	高压直流输电系统（包括：海上风力发电用岸上轻型高压直流输电装置等）；灵活交流输电系统（包括：静止无功补偿器、静止无功发生器、潮流调节器等）；有源电力滤波器；动态电压补偿器；电力调节器；电子短路限流保护器等
重大、先进装备制造	大功率变流器及其控制系统；大功率高精度可控整流、直流电源系统；高精度数控机床的驱动和控制系统；快中子堆、磁约束核聚变用高精度电源等
交通运输	大功率牵引、变频调速装置及系统控制器；电力牵引供电系统电能质量控制装置和通信
激光	超大功率脉冲电源
航空航天	400Hz 大功率供电系统；高效、高可靠性驱动器、推进器和电源；全电化机载综合电力系统
舰船	高可靠的分布式供电系统；高效、高可靠性驱动器、推进器和电源；全电化机载综合电力系统
现代武器装备	高速鱼雷发射器电源；电磁炮、大功率激光武器；大功率固态发射机等
环境保护	高压脉冲电源及其控制系统等
前沿科学研究	特种大功率电源及其控制系统

参 考 文 献

- [1] Bimal K Bose, Energy, Environment, and Advances in Power Electronics, *IEEE Trans on Power Electronics*, 2000, 15(4): 688-701.
- [2] 蔡宣三, 钱照明, 王正元. 电力电子学的发展战略调查研究报告. *电工技术学报*. 1999, 14(增刊): 1-21.
- [3] F Z Peng, Zhaoming Qian. Applications of cascade multilevel inverters, *Journal of Zhejiang University SCIENCE*, 2003, 4(11/12): 658-665.
- [4] Jeffrey D Shepard. Power electronics futures. *Proceedings of IEEE-APEC*, 2004, (1): 22-26.
- [5] Rengang Chen, F Canales, Bo Yang, J D Van Wyk. Volumetric optimal design of passive integrated power electronic module (IPEM) for distributed power system (DPS) front-end DC/DC converter. *Conference Record of IEEE-IAS Annual Meeting*, 2002, (2): 1758-1765.
- [6] Jonah Zhou Chen, Ying Feng Pang, Dushan Boroyevich, Elaine P Scott, Karen A Thole. Electrical and thermal layout design considerations for integrated power electronics modules. *Conference Record of IEEE-IAS Annual Meeting*, 2002, (1): 242-246.
- [7] Jinghong Guo, Stephen H Edwards, Dushan Borojevic. Elementary control objects toward a dataflow architecture for power electronics control software. *Proceedings of IEEE-PESC*, 2002, (2): 1705-1710.
- [8] J A Ferreira, J D Van Wyk. Electromagnetic Energy Propagation in Power Electronic Converters; Toward Future Electromagnetic Integration. *Proceedings of The IEEE*, 2001, 89(6): 876-889.
- [9] F C Lee, et al. Power Electronics Building Block and System Integration. *Conference Proceedings of IPEMC' 2000*, Beijing, 2000; 1-8.
- [10] D Divan, D Borojevic. Future Converters, Circuits and System Integration. *Proceedings of 3rd International Workshop on the Future of Electronic Power Processing and Conversion*, Skukuza, South Africa, 1998; 327-333.
- [11] Hans Stock. Changing the Rules in Power Electronics. *Proceedings of IEEE APEC'05*, 2005; 26-31.
- [12] 钱照明, 张军明, 谢小高, 顾亦磊, 吕征宇, 吴晓波. 电力电子系统集成研究进展与现状. *电工技术学报*. 2006, 21(3): 1-14.

第2篇 电力电子器件

主编单位：西安电力电子技术研究所

浙江大学

西安理工大学

西安交通大学

主 编：白继彬 陈治明 王兆安 吕征宇 王正鸣 吴晓波

编写人员：白继彬（西安电力电子技术研究所）

郭永忠（西安电力电子技术研究所）

王正鸣（西安电力电子技术研究所）

王晓宝（西安电力电子技术研究所）

陈辉明（浙江大学）

吴晓波（浙江大学）

钱照明（浙江大学）

吕征宇（浙江大学）

陈治明（西安理工大学）

陈桥梁（西安理工大学）

王兆安（西安交通大学）

第1章 概述

电力电子器件是电力电子技术的基础和核心。电力电子技术的不断发展都是围绕着各种新型电力电子器件的诞生和完善进行的。“一代电力电子器件带动一代电力电子技术应用”是业界人士普遍的共识,可见其重要。电力电子技术就是一种采用电力电子器件进行功率变换和控制的技术。

由于电力电子学是以电力(Power)为对象的电子学,因此电力电子器件与微电子器件的区别是“服务对象”不同而导致其功能不同,但都是以半导体材料为基板制作成的电子器件。

电力电子技术的特征是高效和节能,这主要是电力电子器件一般工作在较理想的开关状态,其特点是:导通时压降很低,关断时漏电流很低。由此可以知道器件本身的功耗与它所控制的功率相比是非常小的,一般可以忽略不计。

1 电力电子器件发展过程

做电力电子器件所用的材料有锗、硅和碳化硅。锗在20世纪70年代已经基本不用了,目前绝大部分电力电子器件是采用硅材料做出的。碳化硅是一种潜力较大的电力电子器件材料,目前正在发展之中。

电力电子器件有近60年的历史,比起一些传统产业,如发电、电机、机床等行业还是比较“年轻”。但它的发展速度很快,在一些具有里程碑意义的电力电子器件诞生之后,在自动化、传感器和信息技术的配合下,在工业界掀起了一场又一场的“革命”。可以说是电力电子器件带着电力电子技术走进了千家万户,走进了国民经济的许多领域。

在半导体器件出现以前,电子器件主要是真空管和离子管等。1902年Hewitt发明了玻壳汞弧整流二极管,1911年Schoafer发展为铁壳汞弧整流二极管。由于Langmuir发表了等离子理论,导致Holl在1929年发明了热阴极三极放电管。1948年,在美国贝尔实验室诞生了世界上第一个锗晶体管,开创了半导体器件的新纪元。半导体器件无需灯丝加热,其损耗极低,寿命远远高于电子管。

1956年贝尔实验室发表了有关信号电平用的PNPN型开关。1958年,着眼于电力应用的美国通用电气(GE)公司率先研制出世界上第一个可控硅整流元件(SCR, Silicon Controlled Rectifier)。此后,人们将这种四层PN结和三端结构的半导体器件称为晶体闸流管(Thyristor),简称晶闸管。晶闸管是电力电子器件中的代表性器件,到目前为止,已有数百种不同结构的电力电子器件。由于器件结构的变化,导致了器件的外特性不尽相同,而电力电子应用工程师们将它们巧妙地用在了不同的工业控制装置中,使得这些装置广泛应用在不同的工业领域,促进和推动了国民经济的发展。

随着晶闸管的出现,电子学进入了强电领域,并显示出它的强劲的生命力。在上世纪70年代初期,晶闸管基本取代了维护困难的汞弧管。

20世纪70年代是晶闸管统治电力电子器件的全盛时

代,到了80年代,晶闸管的发展已完全成熟。而90年代,作为中小功率用的逆变器件,逐步让位于工作频率较高的门极可关断晶闸管(GTO)、大功率晶体管(GTR)、功率金属氧化物半导体场效应晶体管(功率MOSFET)和绝缘栅双极型晶体管(IGBT)等,当然,还有SIT、SITH、MCT等器件也出现在人们面前。在许多传统的相控整流领域,开始逐步被开关整流所取代。但在大功率范畴,双极型器件仍明显占主导地位。

由于电力电子技术的应用领域不断拓展和深入,对电力电子器件的性能有了新的要求,这样一些新型电力电子器件不断涌现。这些器件有的是在GTO、功率MOSFET、IGBT的基础上对内部结构进行一定的改良,有的是将电力电子器件与其他器件或电路进行物理上的组合,如集成门极换向晶闸管(IGCT)、电子注入增强栅晶体管(IEGT)、集成电力电子模块(IPM)、电力电子组合模块(PEBB)等。

2 电力电子器件的几个重要概念

电力电子器件是一种大功率的半导体器件,它的基本工作原理与其他半导体类似,都基于半导体物理,如载流子的工作机理、空间电荷区、能级理论等。但是电力电子器件一般是工作在大电流和高电压下,因此就会有一系列特殊的物理过程和性能,这些性能对电力电子器件的拓扑和演变是非常重要的,下面简单介绍几个重要概念。

(1) 双极型器件和单极型器件。依靠多数载流子和少数载流子(电子和空穴)同时进行导电的半导体器件称为双极型器件,像普通整流管、普通晶闸管、快速晶闸管、GTO、IGCT、IGBT等。仅依靠多数载流子(电子或空穴)进行导电的半导体器件称为单极型器件,如功率MOSFET和静态感应型等电力电子器件。由于单极型器件没有少数载流参与导电,因此在器件关断期间没有少数载流的恢复过程,所以单极型器件的开关速度远远高于双极型器件。

但是单极型器件不像双极型器件具有电导调制作用,因此通态压降较大,电流密度较小。一般情况下,通态电流在100A以上,电压在600V以上,就是双极型电力电子器件的天下了。

(2) 空间电荷区。在一块半导体中,如果一部分是N型半导体,一部分是P型半导体,那么他们的交界面,就叫PN结。在PN结两侧的电子和空穴的浓度梯度是不同的,因此发生了相互扩散。扩散结果,就在PN结两侧的形成一个带相等正、负电荷的区域,我们称这个区域为空间电荷区。

空间电荷区中的载流子浓度和电荷区的宽度将随外加电压的大小会产生变化。空间电荷区就像一堵“墙”,墙越厚,则器件的耐压就越高。

(3) 少子寿命。半导体分为N型半导体和P型半导体。一般定义为依靠电子导电的半导体称为N型半导体;而依靠空穴导电的半导体称为P型半导体。在N型半导体中虽电子为多数载流子(多子),但也存在少量空穴,我们称这些少量的载流子为少子;同理,在P型半导体中,电子为少子。

4 电力电子器件的应用领域

电力电子器件以核心器件的形式应用在电力电子装置或设备中。电力电子设备种类繁多,随着电力电子器件的创新发展和其控制方法的不断涌现,也将不断推出更多的新型电力电子装置。按电路角度划分电力电子装置的分类如图 2.1-2 所示。

如果按应用领域来划分,则可分为七个领域:

(1) 电源类:电源是工业领域一种基础装备,不同的应用场合或对电源的要求不同,有许多种类,如电解电源、电镀电源、电焊机电源、高、中频加热电源、开关电源、不间断电源等。而這些电源中又有不同的种类,其中开关电源是目前应用最为广泛的一种。

(2) 电机传动类:这种类型分直流电机传动和交流电机传动两大类,随着新型电力电子器件和控制技术的不断创新,电机传动分为从纳米领域中微型电机到几万千瓦的特大电机,均可用电力电子技术进行控制。电机量大面广,其电力电子器件的应用空间无可限量。

(3) 交流电力控制器类:晶闸管交流电力控制器主要应用于自动控制系统,是信息处理控制中心与交流负载之间的接口。交流电力控制器有三种类型:采用移相脉冲触发方式的交流调压控制器、采用过零脉冲触发方式的交流调功器、采用随机或过零触发的电力电子开关。晶闸管交流电力控制器的效率一般可达 99%,节能效果显著。

(4) 高压直流输电(HVDC)类:以电力电子器件为核心部件的变流器是高压直流输电的关键设备之一。高压直流输电是对远距离大容量输电和电网联网一种极为优越的方式,它的优点是:系统的静态、动态稳定性好、可简便迅速调整电流的大小和方向、线路损耗小于交流输电、联网时对两侧电网有隔离作用等。目前我国高压直流输电是世界上发展最快,应用最多的国家,可预测在未来的 20 年后,我国高压直流输电技术水平也将在世界上是最高的。

(5) 无功功率补偿类:大型负载的剧变将使电网产生电压波动和闪变,因此无功功率补偿不仅是为了改善功率因数,还要考虑尽量减少电压波动和闪变。采用电力电子器件的无功功率补偿装置已经比较成熟,它和电容器、电抗器一起建立不同的投切组合来完成静态和动态的无功功率补偿功能。

(6) 日用电器和便携式电器类:功率 MOSFET 的出现,大大拓宽了电力电子技术在日用电器和便携式电器的应用领域。电力电子技术渗透到空调、冰箱、照明、膝上式或笔记本计算机、移动电话、DVD 机等日用电器中,有的可进行无级调节,有的可延长使用时间。单个日用电器和便携式电器虽然用电不多,但因为量大,其节电效果是非常可观的,绿色照明也是电力电子技术的一个亮点。

(7) 汽车电子类:现代的汽车中,由于要求改善发动机性能,要求更为安全和舒适,有许多部分都要用到半导体器

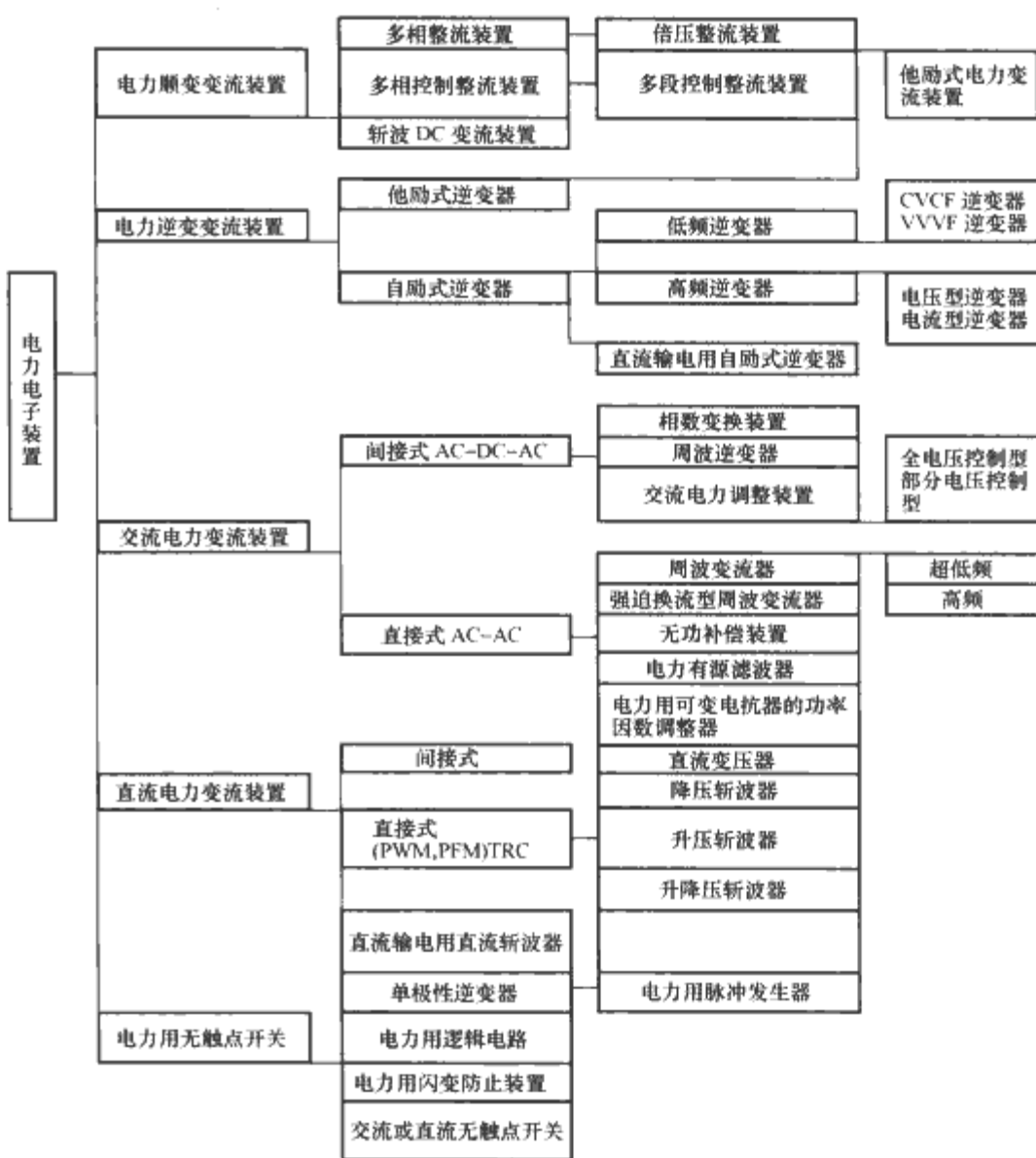


图 2.1-2 电力电子电路的分类

件。例如发动机控制单元(占功率半导体器件在汽车电子市场中的 40%左右);包括燃油注入控制、点火控制、变速器等。舒适用部件(约占 25%);包括动力驾驶盘、动力窗、动力门销、照明控制、空调、音响等等。安全及保护用部件(约占 25%~30%)。将来的汽车中,每辆汽车可用到高达 200 个电力电子器件,可见其市场之大。

5 电力电子器件与节能

电力电子器件通常工作在较理想的开关状态,将耗能降低到最低限度。电力电子装置中主电路均采用电力电子器件,其效率较高(大于 85%,一般在 90%以上)。电力电子技术是一种节能技术,这主要由于电力电子器件本身的工作机理所决定的。

我们知道,工频(50~60Hz)是发电的最佳频率,但它不是用电的最佳频率。如果电源频率提高,磁路截面积可以减小,从而电机体积减小,质量减轻。这种效果对诸如变压器、电抗器、镇流器等各种电磁元件都是适用的。为此,新型电力电子器件向高频方向发展,这些均称之为“高频器件”。如 GTO、IGCT 工作在 600~1500Hz,IGBT 工作在 1~50kHz,功率 MOSFET 可以工作在 20~1000kHz。一般来说,电力电子器件工作频率提高一个数量级,则用电设备的体积缩小到原来的一半。由于人的听觉能分辨的最高频率为 20kHz,因此设备的频率超过这一频率,将会减少噪音,所以有人说这是“20 千周革命”。因此电力电子器件的高频化是目前最为突出的发展趋势。

电力电子器件的发展,使电力电子设备达到节省能量、节省资源、节省人力。因此,电力电子器件要尽量降低自身

第 2 章 双极型电力电子器件

1 基础概念

本章叙述双极型电力半导体器件的特性。所谓双极型电力半导体器件是指在器件工作过程中电子和空穴同时参与导电的电力半导体器件，以区别于仅一种载流子导电的电力半导体器件。双极型电力半导体器件(以下简称电力半导体器件或器件)是目前最常用的电力电子器件之一，主要包括大功率整流管、快速软恢复二极管，大功率晶体管、绝缘栅双极晶体管，大功率普通晶闸管及其派生器件如快速晶闸管、双向晶闸管、逆导晶闸管、光控晶闸管、门极可关断晶闸管、集成门极换向晶闸管。这些器件的发展趋势是高电压、大电流化。目前世界上最大的分立型电力半导体器件直径达 $\phi 125\text{mm}$ ，我国已有 $\phi 125\text{mm}$ 8500V 整流管、8000V 光控晶闸管的制造能力，并正在开发世界上功率容量最大的 $\phi 150\text{mm}$ 晶闸管。电力半导体器件总工作在高电压、大电流状态，执行整流、逆变、变频、开关、斩波等切换变换大功率的电，其自身有功率损耗，会发热导致 P-N 结温度(结温 T_j)升高。电力半导体器件的所有性能参数与结温相关。当器件结温超过额定最高结温，不但性能参数不再保证，而且可能导致器件热电击穿或损坏。因此，电力半导体器件应用的热路设计与电路设计同等重要，有时是不可分割的。

1.1 电力半导体分立器件外形

电力半导体分立器件的外形是由其管壳外形决定的。这里介绍在整流管类及晶闸管类器件中广泛应用的两端、三端螺栓形管壳及凸、凹台平板型管壳。GTR、IGBT 等器件一般采用模块封装。从应用通用性角度考虑，器件封装采用标准管壳。从管壳外形看，已广泛应用的管壳可分为螺栓形、平板形，另外还有应用极少的压入式和平底形管壳，这两种管壳在此不作介绍。平板形管壳还可分为凹台平板型和凸台平板型。凹台管壳瓷环高度低，裙边数少，一般仅适用于 2000V 以下元件，凸台管壳机械强度高，温升高，通用互换性好，过载能力强，现在得到普遍应用。由于平板形管壳封装与散热器可双面接触，双面散热，所以大电流器件一般采用平板形管壳封装。

1.1.1 管壳型号规定

管壳型号规定及各部分意义见图 2.2-1。

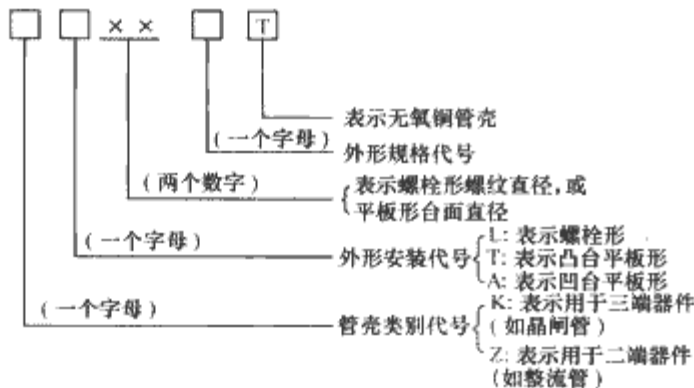


图 2.2-1 管壳型号规定及意义

1.1.2 各类型管壳的外形尺寸

各类型管壳的外形见图 2.2-2~图 2.2-7。需要指出，现在器件的功率容量已得到很大提高，如西安电力电子技术研究所已陆续开发出 $\phi 125\text{mm}$ 、 $\phi 150\text{mm}$ 的器件；此外，还有一些特殊场合应用的非标准管壳，这些器件所用管壳外形并未收入标准中，具体应参考生产厂家的产品手册。

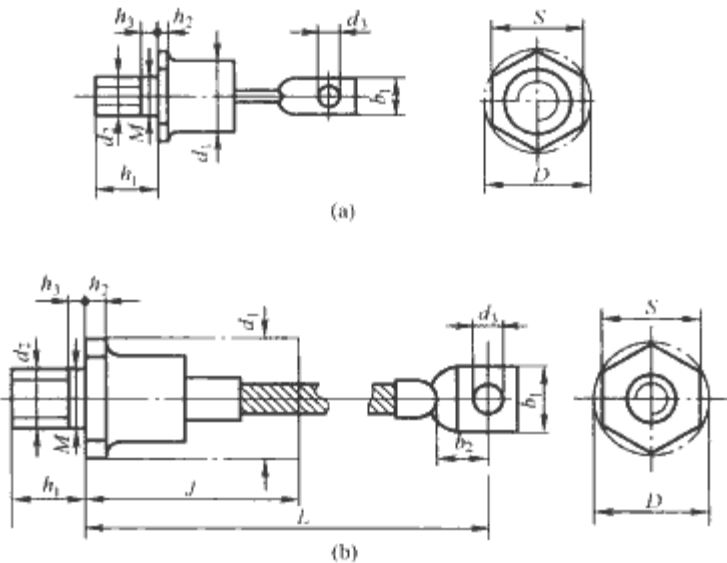


图 2.2-2 螺栓形整流管外形

(a)ZL05、ZL06、ZL08 型号；(b)ZL081、ZL10、ZL12、ZL16A、ZL20A、ZL24A、ZL30A、ZL36A 型号

注：M 为该孔适用的螺栓直径；J 为最大安装高度；细牙螺纹散热效果优于粗牙螺纹，所以虽然 M16 以上粗牙仍保留使用，但不推荐使用

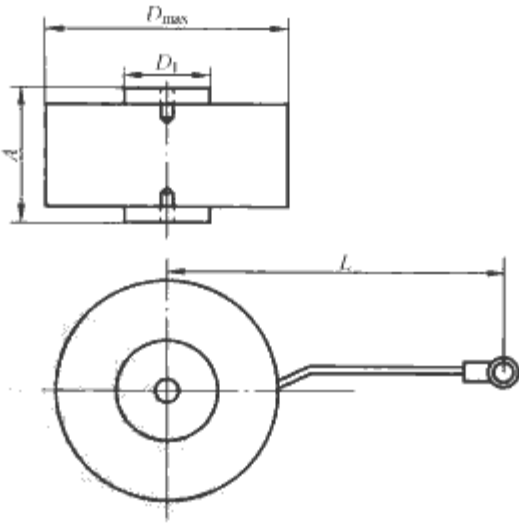


图 2.2-3 二端凸台平板形管壳外形

注：定位孔直径 $\phi 3.5^{+0.2}_{-0.1}\text{mm}$ ，孔深 $\geq 1.3\text{mm}$

1.2 电热参数的管壳额定概念

电力半导体器件是高发热器件，许多重要技术指标的根本保证是结温不超过最高工作结温(T_{jm})。超最高结温工作意味着轻则损伤、缩短器件工作寿命，重则损坏器件。结温的定义是，基于半导体器件的热电关系，通过电测量得到的 P-N 结温度。它不能用温度计、热偶或其他测温手段接触 P-N 结直接测量，而只能间接测量。

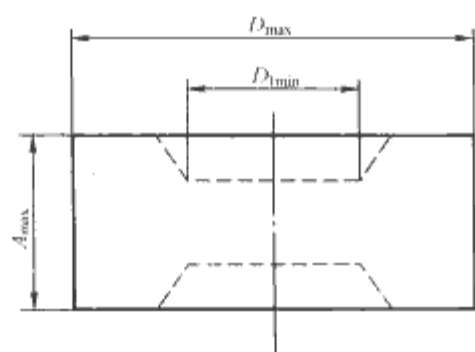
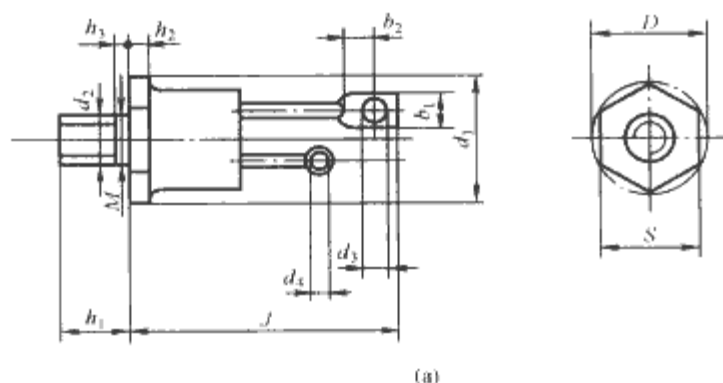
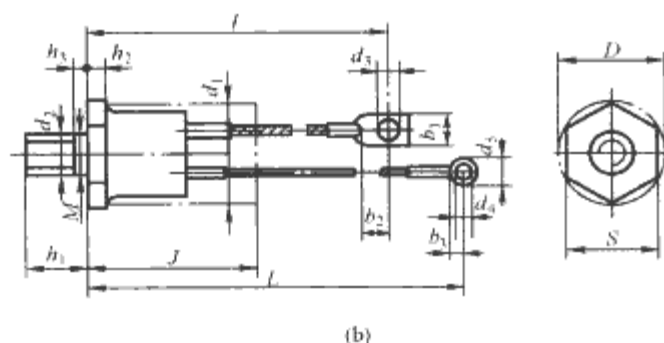


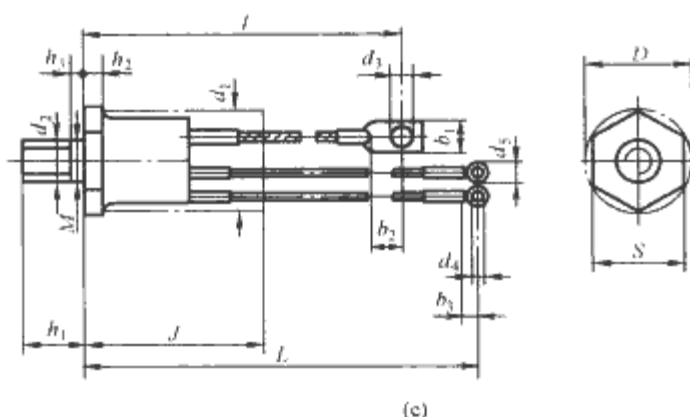
图 2.2-4 二端四台平板形管壳外形



(a)



(b)



(c)

图 2.2-5 三端螺栓形管壳外形

(a)KL05、KL06、KL08、KL10 型号；(b) KL10L、KL12 型号；

(c)KL16A、KL20A、KL24A、KL30A、KL36A 型号

注：M 表示该孔适用的螺栓直径；J 为最大安装高度；细牙螺纹散热效果优于粗牙螺纹，故虽然 M16 以上粗牙仍保留使用，但不推荐使用

在器件热网络系统中，管壳与 P-N 结联系紧密，与散热器相对独立，温度可直接测量且可通过采取适当的散热措施使之保持相对稳定。以管壳温度(T_c)为基准，器件稳定工作条件为：结温不超过最高工作结温(T_{jm})；发热功耗(P)小于或等于散热速率(P')；发热功耗的结温变化率低于散热速率的结温变化率。以上条件用数学公式可表示为

$$T_j \leq T_{jm} \quad (2.2-1)$$

$$P \leq P' = (T_{jm} - T_c) / R_{jc} = (T_c - T_a) / (R_{cs} + R_{sa}) \quad (2.2-2)$$

$$\partial P / \partial T_j < \partial P' / \partial T_j = 1 / R_{jc} \quad (2.2-3)$$

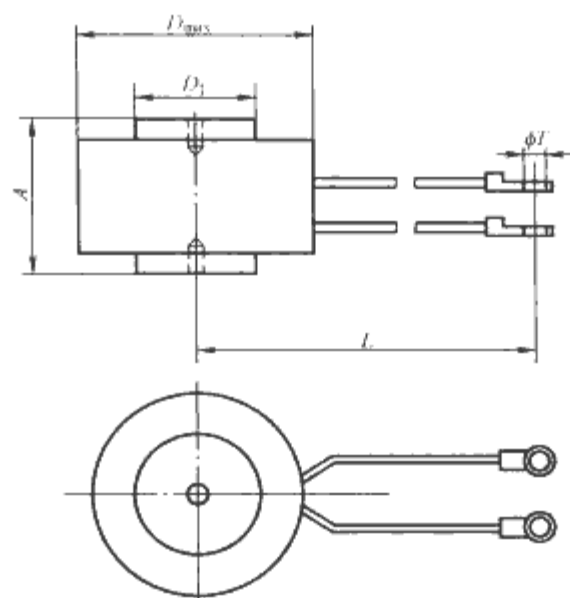


图 2.2-6 三端凸台平板形管壳外形

注：定位孔直径 $\phi 3.5 \pm 0.2 \text{ mm}$ ，孔深 1.3~3mm

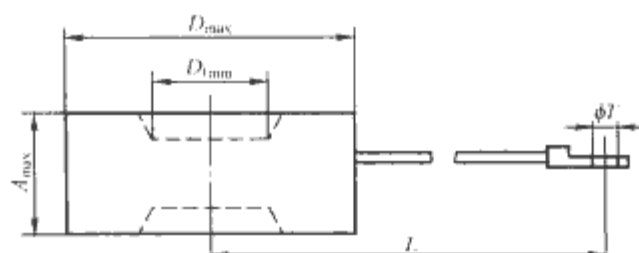


图 2.2-7 三端凹台平板形管壳外形

关键参数检测与数值求解以上方程相结合来确定器件电流、最高工作频率、安全工作区等重要参数称为器件电热参数的管壳额定法。

环境额定法以环境温度(T_a)为基准，器件稳定工作条件

$$T_j \leq T_{jm} \quad (2.2-4)$$

$$P \leq P' = (T_{jm} - T_a) / (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) \quad (2.2-5)$$

$$\partial P / \partial T_j < \partial P' / \partial T_j = 1 / (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) \quad (2.2-6)$$

此时方程组中必须有 R_{cs} 、 R_{sa} ，意味着必须将一个热阻唯一的散热系统参与电参数额定计算，大大增加了求解方程组的难度并降低了数值解的精度。在检测操作时，由于散热器与器件不可分离、环境基准点远离 P-N 结，出厂检验必须采用风道/水路齐备、耗电量极大的满负荷全动态测试法并很难保证器件 P-N 结温度保持在最高允许结温 T_{jm} ，会造成器件电参数测试温度与 T_{jm} 不一致，导致参数检验误差。针对一个器件只能给出一个电流额定值。在器件功率容量巨大时，环境额定法在可操作性、准确性、灵活性方面显得弊端突出。

管壳额定法在已知 T_c 的前提下可将器件电参数额定计算与散热器设计计算分别进行，使数值计算简化、精度提高。通过控制壳温可保证器件电参数检验在最高允许结温下进行，保证检验结果的准确性。根据壳温 T_c 、最高允许结温 T_{jm} 、结壳热阻 R_{jc} 、通态峰值电压 U_{TM} 、门槛电压 U_{T0} 与正向平均电流 $I_{(AV)}$ 之间的定量关系，对定型产品通态伏安特性的检验就简化为检测规定点的正向峰值电压。对同一只器件规定不同的壳温可模拟选配不同能力的散热器，额定出不同的通态电流、最高工作频率、安全工作区等。便于器件使用者根据使用条件灵活选用器件及其散热方式。因此，管壳额定法是电力半导体器件电热参数额定最为适用的方法。

值得强调：选用器件要清楚壳温。自行安装散热器要熟悉散热器标准，需查阅器件制造厂给出的接触热阻、紧固力

指标和装配说明,并满足

$$(T_{jm}-T_c)/R_{jc}=(T_c-T_a)/(R_{cs}+R_{sa}) \quad (2.2-7)$$

1.3 特性曲线

特性曲线用于表达一些基本或重要性能参数与相关参数的函数关系,曲线显示了其变化规律。掌握特性曲线,可以在整机设计应用中获得最佳技术和经济效益。

电力半导体性能参数很多,一种器件的特性曲线可能多达数十条。按曲线来源,这些曲线可以分为试验曲线和计算曲线。试验曲线是通过具体试验测出数据,并对数据进行处理拟合而成。计算曲线是以有关的试验曲线为基础,根据参数间严格的函数关系,通过数学计算得到。

1.3.1 试验曲线

试验曲线的绘制必须严格按照相应的测试方法。通态伏安特性曲线及瞬态热阻抗曲线是最常用最基本的试验曲线。

1.3.1.1 通态伏安特性曲线 $U_M \sim I_M$

此曲线反映器件在导通状态下,峰值电流与峰值电压之间的关系。图 2.2-8 是晶闸管的通态伏安特性曲线。通过该曲线,可以计算出器件的门槛电压 U_{TO} 及斜率电阻 r_T ,计算方法通常是取该曲线上 $1.5I_{T(AV)}$ 和 $4.5I_{T(AV)}$ 两点,根据式 (2.2-8) 求解二元一次方程

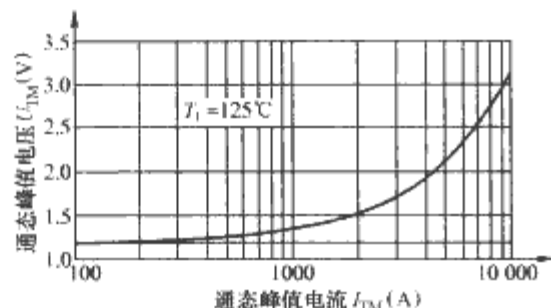


图 2.2-8 通态伏安特性曲线

$$U = U_{TO} + r_T I \quad (2.2-8)$$

有了门槛电压 U_{TO} 和斜率电阻 r_T ,按照式 (2.2-9) 计算器件在各种电流波形下的通态平均功耗

$$P_{T(AV)} = U_{TO} I_{T(AV)} + F^2 r_T I_{T(AV)}^2 \quad (2.2-9)$$

式中: F 为波形因子,与波形及导通角有关。

1.3.1.2 瞬态热阻抗特性曲线 $Z_{th} - t$

瞬态热阻抗曲线反映器件在达到热平衡过程中,结壳热阻随时间变化的关系。图 2.2-9 是晶闸管的瞬态热阻抗曲线。曲线末段平直部分对应的热阻值为器件稳态结壳热阻。通过这条曲线,可以得到器件在非热稳态条件下(如开通、关断等)各时间点的热阻值,为计算器件非稳态的结温提供计算依据,正确进行器件热特性设计。

试验曲线是计算曲线的基础,其试验测试方法应按照相关标准规定进行。

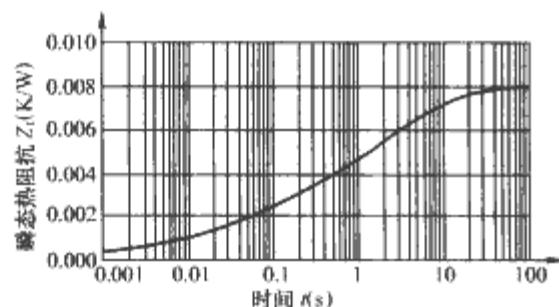


图 2.2-9 晶闸管瞬态热阻抗曲线

1.3.2 计算曲线

计算曲线必须是在有关试验曲线基础上计算求出。例如晶闸管、整流管的平均通态(正向)功耗与通态(正向)平均电流曲线、壳温与通态(正向)平均电流曲线由通态(正向)伏安

特性曲线求得,浪涌电流与周波数、 $I^2 t$ 与时间等曲线是由瞬态热阻抗及高工作点通态(正向)伏安特性曲线求得。

1.3.2.1 功耗与通态平均电流的曲线 $P_{T(AV)} - I_{T(AV)}$

功耗与通态平均电流的曲线以电流波形及导通角为参变量,见图 2.2-10。首先根据通态伏安特性曲线求出门槛电压 U_{TO} 和斜率电阻 r_T ,按式 (2.2-9) 计算通态平均功耗。

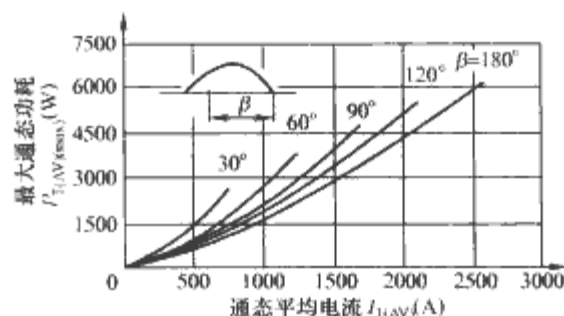


图 2.2-10 功耗与通态平均电流曲线

根据这一组曲线,可以直接查得常用两种波形的通态平均电流所对应的通态功耗,方便对器件进行热特性设计计算。

1.3.2.2 壳温与平均电流的曲线

壳温与电流的关系曲线以波形及其导通角为参变量,见图 2.2-11。计算公式为

$$T_c = T_{jm} - P_{T(AV)} (R_{jc} + \Delta r) \quad (2.2-10)$$

$P_{T(AV)}$ 可从相关曲线查得,也可根据前面功耗与电流曲线中的方法计算得到;

式中: R_{jc} 为结壳热阻; Δr 为附加热阻,是一个随导通角的减小而增加的值,其具体值由生产厂家给出。

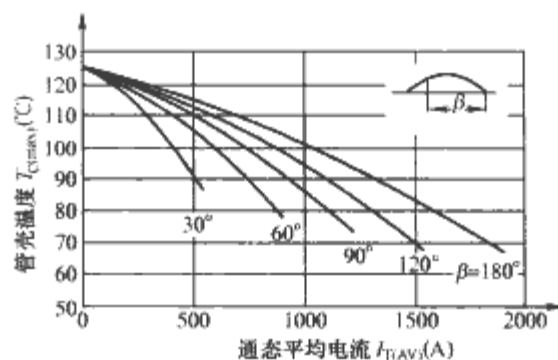


图 2.2-11 壳温与平均电流的曲线

根据这条曲线,器件使用者可以查出在各种壳温时器件能够承受的最大通态平均电流。这样,可以根据实际散热条件更灵活合理地使用器件。

1.3.2.3 浪涌电流与周波数的曲线 ($I_{TSM} - n$)

浪涌电流与周波数曲线是反映器件过载能力的曲线,如图 2.2-12 所示。曲线从一个周波到最少 15 个周波给出,一般给出到 100 周波。首先根据单周浪涌电流值 I_{TSM1} 计算出浪涌结温升

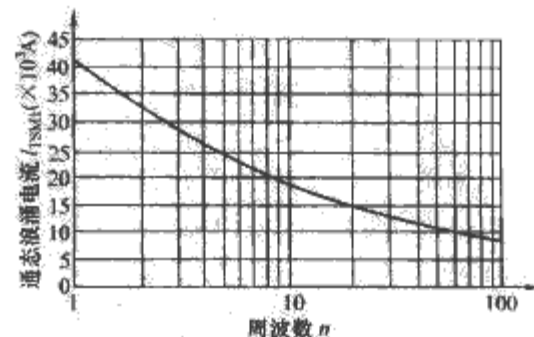


图 2.2-12 浪涌电流与周波数的曲线

$$\Delta T_j = P_m Z(t_1) = (U_{TO} I_{TSM1} + r_T I_{TSM1}^2) Z(t_1) \quad (2.2-11)$$

式中: P_m 为浪涌电流峰值功率; $Z(t_1)$ 为单周浪涌电流对

应的瞬态热阻抗值。注意,浪涌电流一般是正弦半波电流,但查瞬态热阻抗曲线时应按照发热等效原理换算成矩形波脉宽。换算公式为

$$t_p = [(2/\pi)U_{TO}I_{TSM} + 0.5r_T I_{TSM}^2]T / 2[U_{TO}I_{TSM} + r_T I_{TSM}^2] \quad (2.2-12)$$

以此结温升为基准,计算各周波浪涌电流公式为

$$I_{TSM}(n) = [-U_{TO} + \sqrt{U_{TO}^2 + 4r_T \Delta T_f / Z(t_n)}] / 2r_T \quad (2.2-13)$$

式中: $Z(t_n)$ 为第 n 周波对应的瞬态热阻抗值。

根据该曲线可以确定器件在连续过载条件下器件所能承受的最大过载电流。

1.3.2.4 I^2t-t 曲线

I^2t 是浪涌电流的二次方在其持续时间内的积分值,其实质是正弦半波底宽 (t_w) 短于工频半周期的一种浪涌电流, t_w 在 0.5~10ms 之间。图 2.2-13 是 I^2t-t 曲线实例。

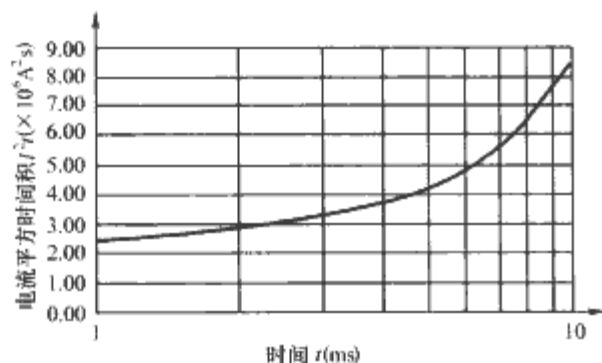


图 2.2-13 I^2t-t 曲线

计算公式为

$$I^2t = t_w I_{TSM}^2 / 2 \quad (2.2-14)$$

式中: t_w 为正弦半波的底宽; I_{TSM} 是各底宽波形对应的浪涌电流。算法可参照前面浪涌电流与周波数曲线中的计算方法。

I^2t-t 曲线在用户选配器件保护快速熔断器时很重要。为了快熔能起到保护作用,所选快熔的 I^2t 值应小于器件特性曲线上所给出的值。

上面以晶闸管类器件及整流管为例介绍了应用曲线,其他类型电力电子器件的诸多特性曲线来源也是这两类。特性曲线可以清楚描述一些用数学公式难以明确表达的参数间的联系性。但各器件生产厂家生产的器件性能是有差别的,具体器件必须查阅其生产厂家的数据手册。

1.4 器件参数间的相互关系

电力半导体器件的特性参数主要包括静态参数、动态参数、热特性参数、机械性能参数几类。在研究这些参数时,绝对不能孤立地对某一个参数进行分析优化。这些参数之间有着密切的定性、定量联系。器件制造者了解了这些关系,才会更合理的优化器件参数,进一步提高产品综合性能,制订出严密科学的产品标准。器件的使用者了解这些联系,才会在选择器件时给出更合理现实经济的参数组合。

1.4.1 器件阻断能力与通流能力及开关频率的关系

电力半导体器件的阻断能力由器件耐压结的雪崩击穿特性和穿通特性共同决定。雪崩击穿特性依赖于器件原始材料的电阻率,而穿通特性则要求器件原始材料有一定的厚度,而这与器件通流能力的要求是矛盾的。双极型器件的开关频率与器件少子寿命有关,提高开关频率需要降低少子寿命,而这与提高器件通流能力的要求仍然是矛盾的。以普通晶闸管为例,图 2.2-14 为其一维结构示意图。在材料电阻率一定,而且器件耐压由其穿通电压决定的前提下(即器件的长

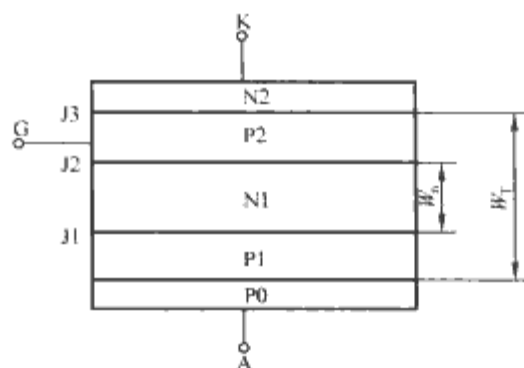


图 2.2-14 晶闸管一维结构图

基区宽度 W_n 不足以使器件发生雪崩击穿),其阻断能力大约与 W_n^2 成正比。即

$$U \propto W_n^2 \quad (2.2-15)$$

在大注入条件下,晶闸管体压降有如下关系

$$U_M \propto W_T^2 / 2\mu_n L_n \quad (2.2-16)$$

式中: μ_n 、 L_n 为双极迁移率及双极扩散长度。

晶闸管关断时间表达式为

$$t_q = \tau_p \ln(I_T / I_H) \quad (2.2-17)$$

式中: τ_p 为 N_1 区少子寿命; I_T 为器件刚开始加反压关断时的通态电流; I_H 为维持电流。

由以上几式得到下列结论:

增强阻断能力要求增加片厚及选择与之相应的电阻率。增强通流能力要求减小通态压降,即减小片厚,增加少子寿命。提高开关频率要减小关断时间,要求减小 N_1 区少子寿命。由此可见,阻断能力、通流能力、开关频率之间是相互制约的,只有寻求最佳的片厚、电阻率及寿命配合,才能制造出性能优秀的器件。

其实,普通晶闸管几乎所有电参数都与片厚和少子寿命有关联,通过这两个量可以看到晶闸管器件电参数之间的相关性。表 2.2-1 给出晶闸管主要特性参数与结构参数间的关系。

表 2.2-1 晶闸管主要性能参数与结构参数的关联性

结构参数	N1 区宽度增大	N1 区少子寿命增大	P2 区宽度增大	P2 区少子寿命增大	P2 区浓度增大	N2 区浓度与 P2 区浓度比值增大	表面造型	短路发射极
特性参数								
正向转折电压	增大	下降	增加	下降		下降	增加	增加
反向转折电压	增大	下降					增加	
门极电流	增大	下降	增加	下降	增加	下降		增加
通态电压	增大	下降	增加	下降		下降		
浪涌电流	下降	增大	下降	增大		增加		
开通时间	增大	下降	增加	下降		下降		
关断时间	增大	增加				增加		
断态电压临界上升率	增大	下降	增加	下降	增加	下降		增加
通态电流临界上升率	下降	增大	下降	上升				下降

从结构上看 IGBT、GTR 等多结电力半导体器件的绝大多数区域都可以在晶闸管结构中得到类比,器件主要性能参数与结构参数的联系性与表 2.2-1 相同。在器件制造及应用时,应根据制造工艺或使用情况合理选择器件参数。

1.4.2 器件热特性参数和电特性参数间的联系

电力半导体器件电流额定的标准是工作结温不超过额定结温。根据热阻定义有

$$P_{tot} R_{JC} \leq T_{jm} - T_C \quad (2.2-18)$$

式中: P_{tot} 为器件的总功耗; R_{jc} 为器件结壳热阻; T_{jm} 为器件额定最高结温; T_{c} 为器件额壳温。

以普通晶闸管和整流管为例。这两类器件应用频率低, 开关损耗可以忽略。其总损耗可以近似认为是通态平均功耗。

设负载电流为工频阻性正弦半波电流, 导通角 180° , 有

$$P_{\text{T(AV)}} = 0.785 U_{\text{TM}} I_{\text{T}} (\text{AV}) + 0.215 U_{\text{TO}} I_{\text{T(AV)}} \quad (2.2-19)$$

将式 (2.2-19) 代入式 (2.2-18)

$$\begin{aligned} [0.785 U_{\text{TM}} I_{\text{T(AV)}} + 0.215 U_{\text{TO}} I_{\text{T(AV)}}] R_{\text{jc}} &\leq T_{\text{jm}} - T_{\text{c}} \\ I_{\text{T(AV)}} &\leq (T_{\text{jm}} - T_{\text{c}}) / [R_{\text{jc}} (0.785 U_{\text{TM}} + 0.215 U_{\text{TO}})] \end{aligned} \quad (2.2-20)$$

式中: $I_{\text{T(AV)}}$ 为器件额定通态平均电流; U_{TM} 为器件通态峰值电压; U_{TO} 为门槛电压。

可见, 提高普通晶闸管通流能力可通过如下途径:

(1) 降低通态峰值电压。这与高阻断电压有矛盾, 在制造工艺上应做好折衷处理。

(2) 提高额定结温 T_{jm} 。这会给器件制造增加难度。

(3) 降低额定壳温。这种方法会提高散热要求, 必须检查降低壳温是否会与外热阻及工作环境温度产生矛盾。

(4) 减小结壳热阻。在保持通电面积不变的前提下微调结壳热阻是可行的, 但应有试验支持。如较大幅度调整结壳热阻, 就必须增大硅片通电面积, 即增大器件直径。

可见, 普通晶闸管及整流管的热特性参数与电特性参数是有定量关系的, 在应用中要严格遵守规律。选配好器件的电参数和热参数才能保证器件的正常使用。其他类型的电力半导体器件也有这种规律, 只是在计算器件总功耗时考虑的重点不同而已。

2 普通整流管

普通整流管属于二极管, 体内只有一个耐压 PN 结, 具有单向导电性特点, 属于不可控器件。它工作原理简单、控制方便、可靠性高。在电解、电镀等大功率直流电源中有广泛用途。

2.1 器件结构和基本特性

2.1.1 器件结构

电力电子器件中的普通整流管, 其基本结构是以半导体 PN 结为基础的电力半导体器件。与普通电子电路中的二极管相比, 其工作原理基本相同, 它最主要特点是功率容量要比一般二极管大很多。其结构图和电气图形符号见图 2.2-15。

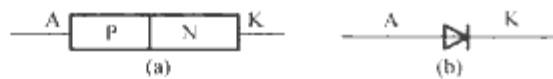


图 2.2-15 普通整流二极管的结构及电气图形符号
(a) 结构; (b) 电气图形符号

一个普通整流管, 实际上就是在 PN 结两侧都引出欧姆接触的电极, 并用管壳封装而成。根据不同的工艺以及对器件功率容量的不同要求, 普通整流管管芯结构分为以下三种, 如图 2.2-16 所示。

(1) P-N 结构, 这种结构最为简单, 其耐压水平也可以做得很高。但它正向压降大, 不适用于高电压大电流的大功率器件。其结构如图 2.2-16 (a) 所示。

(2) $P^+ - n - N^+$ 或 $P^+ - p - N^+$ 结构, 其中间区域为低掺杂区, 两边为重掺杂区, 如图 2.2-16 (b) 所示。这种结构器件正向压降相对较小, 一般大功率普通整流管都属于这种结构。

(3) $P^+ - p - n - N^+$ 结构, 这种结构与第二种结构有相似之处, 也是大功率整流管采取的结构方法。如图 2.2-16 (c) 所示。

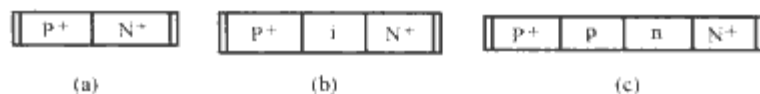


图 2.2-16 普通整流管的基本结构
(a) P-N 结构; (b) $P^+ - i - N^+$ 结构 (i 表示 p 或 n); (c) $P^+ - p - n - N^+$ 结构

2.1.2 器件基本特性

2.1.2.1 伏安特性

普通整流管的伏安特性曲线如图 2.2-17 所示。整流管的伏安特性明显具有单向导电特点。器件导通时正向电压很低, 可以通过很大的正向电流。器件表现出低阻特点, 处于稳定的导通状态。器件反向能承受很高的电压, 而且反向漏电流能保证在很低水平, 呈现出高阻状态。只有当反向电压超过

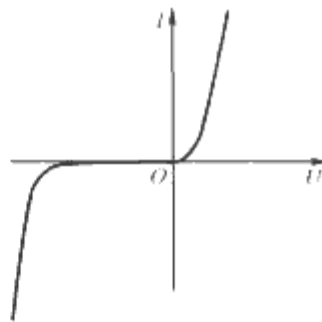


图 2.2-17 普通整流管伏安特性曲线

器件本身的击穿电压后, 反向漏电流才会明显增大, 器件失去阻断能力。这称为反向击穿。利用整流管的这种单向导电性, 就可以把交流电转换为单方向流动的直流电。

器件反向击穿电压由体内击穿电压和表面击穿电压共同决定。设计制造中, 要采用表面造型技术降低表面电场, 避免器件表面击穿现象, 使器件反向耐压由体特性决定。

体内击穿特性由雪崩击穿特性和穿通特性决定。对突变结, 雪崩击穿电压经验公式为

$$U_B = (94 \sim 100) \rho_n^{0.75} \quad (2.2-21)$$

$$U_B = 126 \rho_n^{0.63} \quad (2.2-22)$$

式中: ρ_n 为电阻率。式 (2.2-22) 一般用于低压元件, 如耐压小于 1500V 的元件。

穿通电压计算公式为

$$U_{\text{PT}} = (q N_D W_N^3) / 2 \epsilon \epsilon_0 \quad (2.2-23)$$

式中: N_D 为基区杂质浓度; W_N 为基区宽度。

对缓变结的雪崩击穿电压要考虑杂质浓度分布变缓对雪崩击穿电压的贡献。

2.1.2.2 正向压降

整流管正向压降包括基区体压降 U_M 、结压降 U_j 、接触压降 U_B 。其中起主要作用的是基区体压降 U_M 。对 PiN 结构二极管, U_M 与器件结构参数有下述关系

$$U_M \approx (3KT/2q) (d/L_n)^2 \quad (d \leq L_n) \quad (2.2-24)$$

$$U_M \approx (3KT\pi/8q) \exp(d/L_n) \quad (d \geq L_n) \quad (2.2-25)$$

式中: d 为 PiN 二极管 i 区宽度的一半; L_n 为双极扩散长度, $L_n = \sqrt{D\tau}$, D 为双极扩散系数, τ 为基区少子寿命。

降低体压降的最有效手段是:

(1) 减薄基区厚度, 但这会使器件耐压水平降低。

(2) 提高基区少子寿命, 但这会导致器件反向恢复电荷增加, 影响器件开关特性。

2.1.2.3 开关特性

整流管的开关特性其实就是器件在实际工作时, 其工作状态在导通状态和截止状态之间反复转换时表现出的特性。PN 结中的电荷量会随着外加电压的变化而改变, 这呈现出一种电容效应, 我们称之为结电容。由于结电容的存在, 器件在工作状态转化过程中会有时间上的一个延迟。在这个延

迟过程中伴随着导电载流子的消失和产生,器件的伏安特性与稳态不同,是随时间而不断变化的,直到器件达到稳态。

器件开关特性包括正向导通过程和反向恢复过程,如图2.2-18所示。

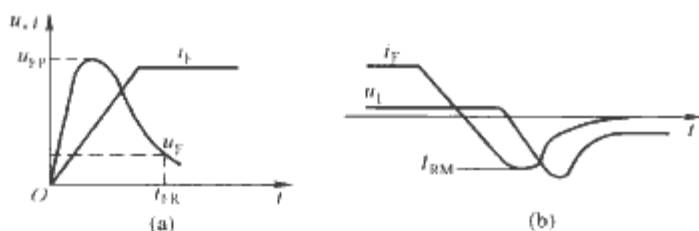


图 2.2-18 整流管正向导通和反向恢复过程波形

(a) 整流管正向导通波形; (b) 反向恢复波形

正向导通过程是指器件由截止状态转化为导通状态的过程。在此过程中器件通态压降会先达到一个过冲峰值 U_{FP} , 经过一段时间恢复, 通态压降才会稳定在器件的特性值上, 这段时间称为器件正向恢复时间 t_{FR} 。

反向恢复过程则是指器件由导通状态转化为截止状态的过程。在此过程中, 流经器件电流从通态平均电流下降到零, 并由于载流子抽取形成较大的反向峰值电流 I_{RM} , 在经过一段时间后, 反向电流逐渐趋于器件的反向电流特性值, 器件达到稳定的截止状态。

由此可见, 整流管的工作状态转换是需要一定时间的。这样, 器件恢复过程的快慢 (即开关速度) 就决定了器件工作的频率限制。普通整流管开关速度较慢, 它仅限于在较低频率 (例如小于 400Hz) 的情况。处理高频电流信号要采用开关速度更高的快恢复整流管。

2.2 额定值与特性值

额定值和特性值是电力半导体器件参数的总称。额定值是器件在整个工作温度范围内都必须符合的确定电子器件极限容量或极限条件的一个值。在实际应用中如果超出了额定值规定范围, 器件的正常工作将无法保证, 甚至造成器件永久失效。特性值是器件本身固有的并可以测量的性能, 每一个器件都有各自的特性值, 所以在标准或产品手册中一般给出允许范围。如果器件特性值参数超出允许范围, 一般并不会直接造成器件失效, 但器件性能会下降。器件特性值也可能是一组有关的值, 可用特性曲线进行直观描述。

2.2.1 额定值

普通整流管主要的额定值参数包括:

(1) 正向平均电流 I_{FAV} : 正向电流在一个周期内的平均值。正向平均电流与电流波形有关, 如无特殊说明一般是在规定壳温下的正弦半波电流。

(2) 正向方均根电流 I_{FRMS} : 正向电流在一个周期内的方均根值。

(3) 正向浪涌电流 I_{FSM} : 一种由于电路异常情况引起的, 并可使结温超过额定结温但不导致器件损坏的不重复性最大过载峰值电流。

(4) I^2t : 浪涌电流的二次方在其持续时间内的积分值。在选择快速熔断器时这个参数很重要, 应选择快速熔断器的 I^2t 值小于器件的 I^2t 值。

(5) 反向重复峰值电压 U_{RRM} : 整流管两端出现的重复最大瞬时值反向电压。

(6) 反向不重复峰值电压 U_{RSM} : 整流管两端出现的任何不重复最大瞬时值瞬态反向电压。

(7) 额定工作结温 T_{jm} : 器件正常工作时所允许的最高

温度, 在此温度下, 一切有关额定值和特性值都得到保证。

(8) 储存温度 T_{stg} : 器件在没有任何电压施加情况下的存放温度。

(9) 紧固压力 (力矩) M : 保证电力半导体器件与散热器良好接触的组装压力 (力矩)。

2.2.2 特性值

普通整流管的主要特性值参数有:

(1) 正向峰值电压 U_{FM} : 整流管通以 π 倍或规定倍数额定正向平均电流值时的瞬态峰值电压。

(2) 反向重复峰值电流 I_{RRM} : 整流管加上反向重复峰值电压时的峰值电流。

(3) 结壳热阻 R_{jc} : 整流管结温和管壳规定点的温度差与引起温度差的耗散功率之比。

(4) 接触热阻 R_{cs} : 管壳基准点到散热器基准点之间温度差与耗散功率之比。

国家标准中规定的普通整流管的额定值及特性值可参考 JB/T 8949.1—1999《电流小于 100A 普通整流管》、JB/T 8949.2—1999《电流大于 100A 普通整流管》。现在, 普通整流管的制造水平已远远超过标准的范围。例如西安电力电子技术研究所已开发出 5in 6000A/8500V 工业用整流二极管。对于标准未列入的器件类型, 可参看生产厂商的产品手册。需要指出, 国标中的参数值对应特定的测试条件, 而各企业标准的测试方法可能并不一致。在对比各种标准的参数值时, 一定要注意其对应的测试方法。

2.3 电热特性计算公式

在器件热特性计算中, 正向平均功耗的计算是非常重要的。为了使用方便, 其计算公式表达方式有很多种。功耗计算以波形及导通角为参变量。

2.3.1 正弦半波电流

正弦半波电流表达式为

$$i = I_m \sin \alpha \quad (2.2-26)$$

整流管平均正向功耗有下面几种表达方式

$$P_{FAV} = K_1 U_{TO} I_m + K_2 r_T I_m^2 \quad (2.2-27)$$

$$= U_{TO} I_{FAV} + f^2 r_T I_{FAV}^2 \quad (2.2-28)$$

$$= (1/f) U_{TO} I_{RMS} + r_T I_{RMS}^2 \quad (2.2-29)$$

$$= K_1 f^2 U_{TM} I_{FAV} + (1 - K_1 f^2) U_{TO} I_{FAV} \quad (2.2-30)$$

$$= K_2 U_{TM} I_{RMS} + (1/f - K_2) U_{TO} I_{RMS} \quad (2.2-31)$$

$$= K_2^2 U_{TM} I_m + (K_1 - K_2^2) U_{TO} I_m \quad (2.2-32)$$

式中: I_{FAV} 为正向平均电流; I_m 为峰值电流; I_{RMS} 为方均根电流。

$$K_1 = (1 - \cos \alpha) / 2\pi \quad (2.2-33)$$

$$K_2 = \sqrt{(2\alpha - \sin 2\alpha) / (8\pi)} \quad (2.2-34)$$

$$f = \sqrt{\pi(2\alpha - \sin 2\alpha) / [2(1 - \cos \alpha)]} \quad (2.2-35)$$

α 为导通角, 当 $\alpha = 180^\circ$ 时, 以上各式具体为

$$P_{AV} = (1/\pi) U_{TO} I_m + (1/4) r_T I_m^2 \quad (2.2-36)$$

$$= U_{TO} I_{FAV} + (\pi^2/4) r_T I_{FAV}^2 \quad (2.2-37)$$

$$= (2/\pi) U_{TO} I_{RMS} + r_T I_{RMS}^2 \quad (2.2-38)$$

$$= 0.785 U_{TM} I_{FAV} + 0.215 U_{TO} I_{FAV} \quad (2.2-39)$$

$$= 0.5 U_{TM} I_{RMS} + 0.137 U_{TO} I_{RMS} \quad (2.2-40)$$

$$= 0.25 U_{TM} I_m + 0.068 U_{TO} I_m \quad (2.2-41)$$

2.3.2 方波电流

方波条件下, 计算正向平均功耗的各公式为

$$P_{AV} = (\alpha/2\pi) (U_{TO} I_m + r_T I_m^2) \quad (2.2-42)$$

$$=U_{TO}I_{F(AV)}+F_1^2r_TI_{F(AV)}^2 \quad (2.2-43)$$

$$=(1/F_1)U_{TO}I_{RMS}+r_TI_{RMS}^2 \quad (2.2-44)$$

式中: I_m 为方波电流幅值。

$$F_1=\sqrt{2\pi/\alpha} \quad (2.2-45)$$

当导通角 $\alpha=180^\circ$ 时

$$P_{AV}=U_{TO}I_{F(AV)}+2r_TI_{F(AV)}^2 \quad (2.2-46)$$

器件正向平均损耗与波形有关,而且不同导通角对应的功耗也不同。一般生产厂家都会给出以波形和相数(相当于导通角)为参变量的正向平均功耗与正向平均电流的关系曲线,从曲线上可以得到各种条件下的正向平均功耗。

2.4 电流额定

普通整流管是最早期的电力半导体器件,其正向平均电流从几安培到数千安培。现在普通整流管的电流额定方式普遍采用管壳额定方法,即以管壳规定点温度为基准点,以实际工作结温不超过且尽量接近最高允许结温为判据来额定器件的正向平均电流。

对普通整流管进行电流额定必须已知的条件包括:

- (1) 器件的正向伏安特性曲线,由此可得出器件的门槛电压 U_{TO} 和斜率电阻 r_T 。
- (2) 器件的额定工作结温 T_{max} 和额定工作壳温 T_c 。
- (3) 器件的结壳热阻 R_{jc} 。
- (4) 所通电流负载的性质。通常标准中为工频阻性正弦半波电流。由于频率低,计算功耗时忽略开关损耗。近似认为通态损耗等于器件工作中的总损耗。

首先,计算器件的最大正向平均功耗,计算公式为

$$P_{F(AV)}=(T_{max}-T_c)/R_{jc} \quad (2.2-47)$$

第二步,计算最大正向平均电流,计算公式为

$$I_{F(AV)}=2(\sqrt{U_{TO}^2+r_T\pi^2P_{F(AV)}}-U_{TO})/(r_T\pi^2) \quad (2.2-48)$$

由此公式计算得出正向平均电流值,额定电流不超过计算值。

得出结果可经下面步骤验算:

计算平均功耗,根据式 2.2-39

$$P_{F(AV)}=0.785U_{TM}I_{F(AV)}+0.215U_{TO}I_{F(AV)}$$

计算结温升

$$\Delta T_j=P_{F(AV)}R_{jc} \quad (2.2-49)$$

计算器件工作结温

$$T_j=T_c+\Delta T_j \quad (2.2-50)$$

如果工作结温未超过且接近额定结温,则说明额定值是合理的。

下面以一个实际的例子来说明器件正向平均电流额定值的计算过程。

某普通整流管门槛电压 $U_{TO}=1.2V$, 斜率电阻 $r_T=0.20m\Omega$, $R_{jc}=0.013^\circ C/W$, 器件额定结温 $T_{jm}=150^\circ C$, 额定壳温 $T_c=100^\circ C$ 。

计算 $P_{F(AV)}$

$$P_{F(AV)}=[(150-100)/0.013]W=3846W$$

计算正向平均电流

$$I_{F(AV)}=[2(\sqrt{1.2^2+0.0002\times\pi^2\times3846}-1.2)/(0.0002\times\pi^2)]A=1829A$$

器件正向平均电流额定值为 1800A, 验算过程如下:

计算 $I_{F(AV)}=1800A$ 时正向峰值电压

$$U_{TM}=(1.2+\pi\times1800\times0.0002)V=2.33V$$

计算平均正向平均功耗

$$P_{F(AV)}=0.785U_{TM}I_{F(AV)}+0.215U_{TO}I_{F(AV)}$$

$$=(0.785\times2.33\times1800+0.215\times1.2\times1800)W=3757W$$

计算结温升

$$\Delta T_j=P_{F(AV)}R_{jc}=(3757\times0.013)^\circ C=48.84^\circ C$$

计算结温

$$T_j=T_c+\Delta T_j=(100+45)^\circ C=148.84^\circ C$$

计算结果工作结温未超过 $150^\circ C$, 说明 $I_{F(AV)}=1800A$ 是可以实现的。

设 $I_{F(AV)}=1850A$, 则以上结果分别为

$$U_{TM}=2.36V \quad P_{F(AV)}=3907W \quad \Delta T_j=50.79^\circ C$$

可见当 $I_{F(AV)}=1850A$ 时, $T_j=100+50.79=150.79(^\circ C)$, 工作结温超过了额定最高结温, 1850A 的正向平均电流是达不到的, 所以器件额定为 1800A 是合理经济的。

在电流额定计算中要注意以下两点:

(1) 验算时要计算正向峰值电压时, 要用到正向峰值电流。不可与正向平均电流混淆。

(2) 此处计算额定电流是正弦半波电流在一个周期内的平均值, 如波形有变化, 则计算正向平均功耗的数据不同, 须作调整。但计算方法步骤不变。

其他类型的器件电流额定也可采用这种计算方法, 但要注意实际总功率损耗的计算重点。如应用于高频工作状态的器件, 其开关损耗要加入总损耗中。

2.5 应用导则

(1) 正确理解使用特性曲线。特性曲线对器件正确使用有指导意义。

(2) 正向平均电流是按照电流发热效应来定义的参数。所以用户在实际应用时也应按照实际工作电流波形与正向平均电流发热相同原则, 即电流有效值相同原则选择器件额定电流, 并应留有一定裕量。虽然在实际应用中由于用户的散热条件好, 器件可以在大于其额定平均电流下工作, 但由于器件的很多参数的测试条件都与正向平均电流相关, 所以超过标准使用时应了解这些与正向电流有关的参数是否可以适应更大正向电流。为防止器件工作时可能出现的过电流导致器件损坏, 可采用选配快速熔断器等方法对器件进行过流保护。

(3) 大功率整流管在应用过程中容易产生过电压。在实际应用线路中应采取适当的措施对器件进行过压保护。直接加在器件两端的偶然出现的过电压不能超过器件的不重复峰值电压, 规律性出现的过电压不得超过器件的重复峰值电压。在实际应用中器件的重复峰值电压应是工作峰值电压的 2~3 倍。

(4) 器件的串并联使用。由于重复峰值电压和功率容量不足, 在实际应用中经常出现器件需要串联或并联使用的情况, 这时要注意器件的均压和均流。

当器件串联使用时, 由于器件参数的不一致会导致器件在工作时产生电压分配不均, 使承受较大电压的器件首先失效。所以在串联使用时, 要选择反向恢复电荷及反向漏电流接近的器件串联, 这样可以使器件均压得到改善。在实际应用中也可采用在器件两端并联均压电阻(电阻要选用无感电阻)和阻容吸收回路方法来加强器件的均压效果。

当器件并联使用时, 由于正向伏安特性的差异会导致正向电流分配不均匀, 使器件失效。为达到良好均流效果, 要选择正向伏安特性接近的器件并联使用。注意, 仅仅选择

U_{FM} 相近是不够的,因为这只能保证在 U_{FM} 测试点电流下器件压降一致,应选择器件斜率电阻也接近,这样才能保证在一个大范围电流范围内的均流效果。另外为了保证良好均流,在母线、散热器等电流经过部件设计方面也应注意使各器件电流流经路线电阻相同。

(5) 器件安装必须在规定压力范围内进行。压力太小会使器件与散热器间接触不好,直接导致器件电热特性退化,接触热阻增大。压力太大会使器件硅片承受应力,影响器件长期工作,更大压力甚至会造成硅片断裂或散热器损坏。

(6) 普通整流管是长期应用的器件,要经常检查器件散热条件,防止水路或风道堵塞。经常检查绝缘性能也是保证器件正常应用的重要措施。

3 快速软恢复二极管

3.1 器件特点

快速软恢复二极管是普通整流管的派生器件,其基本结构及电气符号与普通整流管完全一致。由于在制造过程中采用特殊的工艺,快速软恢复二极管的开关速度大大高于普通整流管,而且在反向恢复过程中,其反向恢复电流的下降率较小,呈现所谓软恢复特性。这些特点使器件在高频整流及全控器件的续流及吸收二极管方面有着不可替代的作用。由于器件在耐压能力、恢复特性、正向通流能力几方面存在难以调和的矛盾,快速软恢复二极管的功率容量远不及普通整流管。

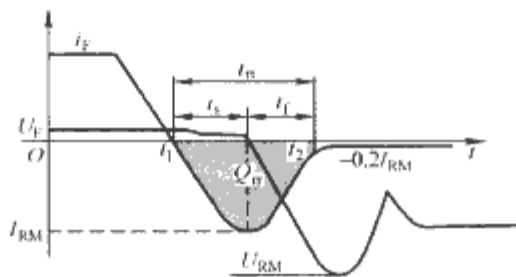


图 2.2-19 器件反向恢复过程电流、电压波形

3.2 反向恢复过程

器件的反向恢复过程是器件从导通状态到截止状态的过渡过程。器件从施加反向电压到其重新获得反向阻断能力是需要一定的时间的。器件反向恢复过程电流、电压波形如图 2.2-19 所示。反向恢复时间 t_r 定义为从电流过零瞬间起,到反向电流从峰值 I_{RM} 减小到 $0.2I_{RM}$ 止的时间间隔。图中 t_s 为电流过零瞬间到反向电流达到峰值时刻的时间间隔,在这段时间内,器件基本没有阻断能力,电流快速下降至 I_{RM} ,电流下降率由电路中的电感和反向电压决定

$$di/dt = -U_R/L \quad (2.2-51)$$

当反向电流达到峰值时,器件开始重新获得反向阻断能力。

t_f 为反向电流从峰值 I_{RM} 减小至 $0.2I_{RM}$ 之间的时间间隔。在这段时间内,反向电流迅速以 di_r/dt 下降。这在电路电感中产生一个反向自感电动势 $U = -L(di_r/dt)$,这个电压与电源电压一起叠加在二极管两端,使器件承受极大的反向峰值电压 U_{RM} 。在 t_f 之后,反向自感电动势归零,器件承受电压降至电源电压,进入阻断阶段。

反向恢复时间与反向恢复电荷有关。反向恢复电荷是反向恢复电流在反向恢复过程中对时间的积分。即

$$Q_r = \int_{t_1}^{t_2} i_r dt \quad (2.2-52)$$

整个反向恢复过程就是反向恢复电荷被抽取复合的过程。反向恢复电荷越大,反向恢复时间越长。

二极管反向恢复特性与温度 T_j 、正向电流 I_F 及正向电流下降率 di_F/dt 有关。

应用于高频条件的二极管要求有软恢复特性。所谓软恢复就是反向恢复电流下降速率 di_r/dt 小,这样反向过冲电压也较小,有利于器件安全工作。一般用软度来描述器件软恢复特性。定义

$$S_r = t_f/t_s \quad (2.2-53)$$

式中: S_r 为软度。 S_r 越大则恢复特性越软。

3.3 应用导则

(1) 选用快恢复二极管要注意正向导通过程的影响。器件正向导通过程电流电压波形见图 2-2.18 (a)。 u_{FP} 为正向恢复电压, t_{FR} 为正向恢复时间。对于用于吸收电路的二极管,因为吸收电路只有在二极管导通后才起作用,所以在选择器件时要选择 u_{FP} 较小的器件,否则会由于二极管不能迅速导通而导致吸收电路失效。

(2) 在给感性负载的开关器件作为续流二极管时,要求快恢复二极管的软度大,以免损坏开关器件。

(3) 快速软恢复二极管一般用于高频电路,器件工作时开关频繁。开关损耗在器件总损耗中所占比例大。在对器件功耗进行计算时一定要把恢复期间造成的损耗加以考虑。

(4) 器件的串并联使用。串联使用时,器件的静态均压应选用反向漏电流接近的器件,而动态均压取决于器件反向恢复特性。应选用反向恢复电荷及反向恢复时间都接近的器件才能保证器件良好的动态均压,否则先恢复阻断的二极管将承受很高的电压。在电路中,可以给各二极管并联电阻和电容来改善静态和动态均压。在实际应用中,只有静态和动态均压都达到理想效果,才能充分发挥器件性能。

并联使用时,主要挑选通态特性一致的器件。

(5) 应用举例。如图 2.2-20 是快恢复二极管作为晶体管的续流二极管。在晶体管关断时,感性负载的电流流经续流二极管,

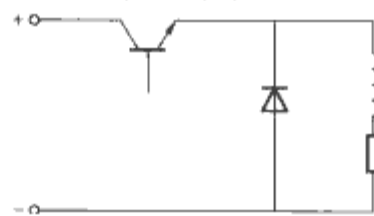


图 2.2-20 续流二极管实例

避免过高电压加在晶体管上。当晶体管再次导通时,二极管电流迅速减小,二极管关断。因为晶体管工作频率较高,开关迅速,要求二极管开通及关断也要迅速。

4 电力晶体管

电力晶体管又称巨型晶体管,是一种高耐压的大功率双极型晶体管,其英文简称为 GTR 或 BJT。GTR 是一种具有放大特性的电力电子器件,但在绝大多数电力电子应用领域,它还是做一种开关器件。由于它可以通过对基极信号的控制实现控制器件的开通与关断,使电路的控制大大简化,所以在逆变、斩波等领域得到广泛应用。GTR 为电流控制型器件,应用开关频率不算太高,而且其性能受驱动电路影响很大。GTR 在 20 世纪 80 年代应用非常广泛,但在很多领域已被 IGBT 等更新型器件所取代。

4.1 器件结构和基本特性

4.1.1 基本结构

GTR 由三层半导体形成两个 PN 结构成,大多采用 NPN 结构,PNP 结构较为少见。其结构见图 2.2-21。在应

用中，GTR 一般采用共发射极接法，图 2.2-22 描述此接法下 GTR 的工作状态。

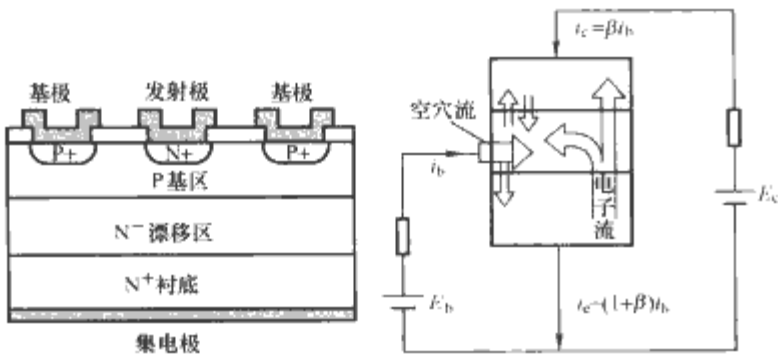


图 2.2-21 GTR 结构

图 2.2-22 共发射极接法 GTR 工作状态示意图

GTR 可以用基极电流 I_b 控制集电极电流 I_c ，从而实现器件的开通、关断及放大功能。定义 $\beta = I_c / I_b$ ，称 β 为 GTR 的电流放大倍数，这是器件一个非常重要的参数。单管 GTR 的电流放大倍数较小，一般仅在 10 左右。为了增大 β ，可采取由两个或更多晶体管复合构成的达林顿组合结构，如图 2.2-23 所示为两级达林顿结构，V1 为驱动管，V2 为输出管。图 2.2-23 (a) 和 (b) 结构的电流增益分别为

$$\beta = \beta_1 (\beta_2 + 1) + \beta_2 \quad (\text{NPN-NPN}) \quad (2.2-54)$$

$$\beta = \beta_1 (\beta_2 + 1) \quad (\text{PNP-NPN}) \quad (2.2-55)$$

式中： β_1 及 β_2 分别为 V1 和 V2 的电流增益。

达林顿晶体管缺点是压降大，开关速度相对较低。

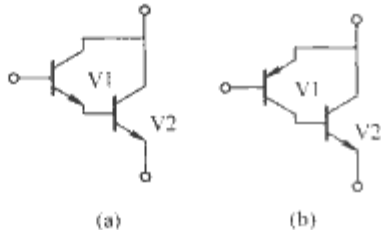


图 2.2-23 两级达林顿示意图
(a) 驱动管；(b) 输出管

4.1.2 GTR 的基本特性

4.1.2.1 GTR 输出特性

GTR 共发射极时的典型输出特性见图 2.2-24。输出特性曲线分为饱和区、放大区和截止区。饱和区中晶体管两个结都正偏，具有很强的导电能力，相当于开关元件的导通状态。截止区中两个结都反偏，在集电极和发射极两端可以承受较高电压，器件只流过很小的漏电流，它相当于断态。放大区中发射结正偏而集电结反偏，器件工作在线性放大状态。击穿区出现在当集电极-发射极电压超过器件额定击穿电压后，集电极电流随集电极电压上升急剧增大，这不是器件的正常工作区域。

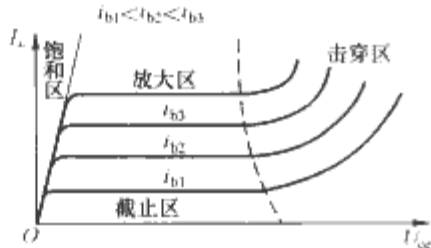


图 2.2-24 GTR 共发射极输出特性

4.1.2.2 开关特性

GTR 在电力电子领域中主要用作开关元件。所以其开通和关断过程就显得非常重要。通过对基极信号的控制，人们可以控制 GTR 的导通与关断。导通和关断是需要一定的

时间的，通常用开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 来描述。图 2.2-25 是 GTR 导通与关断电流波形示意图。

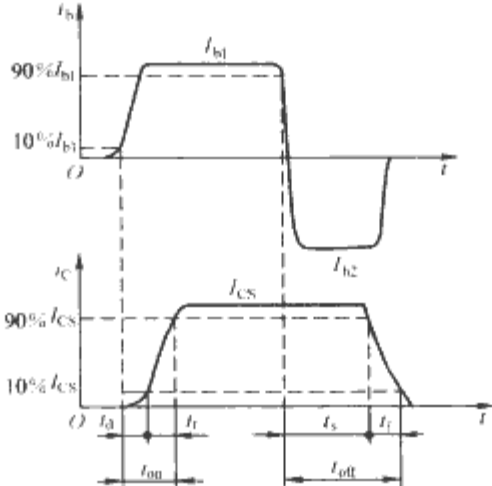


图 2.2-25 GTR 导通与关断电流波形

器件开通过程是器件从截止状态转入饱和状态的过程。在基极电流 I_b 出现后，集电极电流经过延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 达到峰值，器件基区积累大量载流子，GTR 进入饱和状态，器件导通。延迟时间对应的是基极电流对发射结电容的充电过程，上升时间对应的是载流子的传输过程，则

$$t_d \propto C_{de} / I_{b1} \quad (2.2-56)$$

$$t_r = \tau_{bh} \ln [I_{b1} / (\beta I_{b1} - 0.9 I_{cs})] \quad (2.2-57)$$

式中： C_{de} 为发射结电容； τ_{bh} 为基区少子寿命； I_{b1} 及 I_{cs} 为基极电流和集电极稳定电流值。

关断过程是器件从饱和状态转入截止状态的过程。器件关断时，基极电压反向，基极电流也迅速反向，GTR 集电极电流经过存储时间 t_s 和下降时间 t_f 逐渐下降，器件体内聚集的过剩载流子经基极电流抽取逐渐消失，器件关断，成为高阻的截止状态。 t_s 是基区中过剩载流子被基极电流抽取消失的时间， t_f 是集电极电流显著下降减小的过程，则

$$t_s = \tau_{pc} (I_{b1} - I_{cs} / \beta) / [I_{b2} + (I_{b1} + I_{cs} / \beta) / 2] \quad (2.2-58)$$

$$t_f = \tau_{bh} \ln [(I_{cs} - \beta I_{b2}) / (0.1 I_{cs} - \beta I_{b2})] \quad (2.2-59)$$

式中： τ_{pc} 是集电极的少子寿命。

关断时间一般比开通时间大得多。为了加快器件关断，可以增加反向基极电流。此外，在器件导通时，避免器件进入深度饱和，减少存储电荷以缩短储存时间。

4.1.2.3 二次击穿和 GTR 的安全工作区

GTR 存在着二次击穿的可能性。一次击穿是集电极电压升高到击穿电压后发生的雪崩击穿，此时如果有措施限制电流增长，器件一般不会损坏，如果电流未加限制，集电极电流也达到某个临界值，就会发生集电极电流急剧增大，集电极电压急剧下降的二次击穿。二次击穿持续时间很短，但会因热集中而对器件造成永久性的不可逆破坏。二次击穿在各种工作状态下都可能发生。一般分为基极正偏 (F)、基极反偏 (R)、基极开路 (O) 三种情况，见图 2.2-26。图中 P_{SR} 称为二次击穿功率，三条曲线中有 $P_{SRF} > P_{SRO} > P_{SRR}$ 。

所谓安全工作区是指这样的工作点的集合： I_c 与 U_{CE} 可以同时达到但并不对器件造成损坏。由符合这样条件的点组成的区域就是安全工作

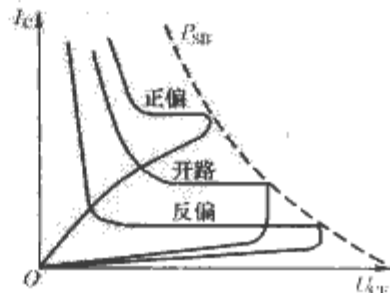


图 2.2-26 三种状态下的二次击穿曲线

区(SOA)。SOA由最大集电极电流、最大允许功耗、二次击穿功耗及 B_{UCE} 四个因素限制构成。安全工作区的形状与其工作条件有关。在基极正偏时的安全工作区称为正向安全工作区(FBSOA),基极反偏时的安全工作区称为反向安全工作区(RBSOA),分别如图2.2-27及图2.2-28所示。

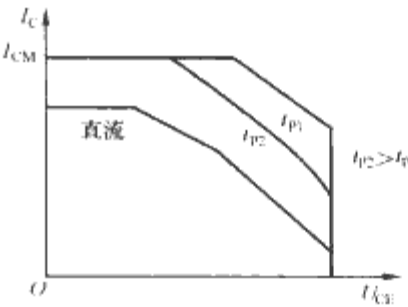


图 2.2-27 GTR 正向偏置安全工作区

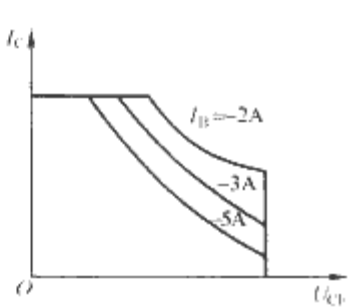


图 2.2-28 GTR 反向偏置安全工作区

正向安全工作区用于器件开通,在脉冲工作状态下,安全工作区随脉宽加大而减小,直流工作状态是器件最严酷的工作条件,其对应的安全工作区也最窄。

反向安全工作区用于器件的关断过程,基极反向电流越大,安全工作区越窄。

器件工作中,其工作点轨迹必须在安全工作区以内。

4.2 额定值与特性值

4.2.1 额定值

GTR 主要额定值参数有:

(1) BU_{CBO} : 发射极开路时,集电极-基极间的反向击穿电压。

(2) BU_{CEO} : 基极开路时,集电极-发射极间的反向击穿电压。

(3) BU_{CBO} : 基极与发射极间加规定反向偏压时,集电极-发射极间的反向击穿电压。

(4) BU_{EBO} : 集电极开路时,发射极-基极间的反向击穿电压。

(5) $U_{CEX(SUS)}$: 基极开路时,集电极-发射极的维持电压,维持电压是指晶体管在电感负载下工作时,在规定的电流值内不发生异常现象所能承受的最大电压,维持电压低于其相应的反向击穿电压。

(6) $U_{CEX(SUS)}$: 关断晶体管时,基极有反向偏压时的维持电压。

(7) I_{CM} : 集电极最大工作电流。集电极电流增大时,会导致器件电流放大倍数、频率特性、开关特性等诸多性能下降,所以规定了最大集电极工作电流。实际应用中,集电极电流要远小于 I_{CM} ,晶体管输出电流通常只用到 I_{CM} 的一半左右。

(8) P_{CM} : 集电极最大耗散功率。指在规定壳温下器件所能承受最大耗散功率。

4.2.2 特性值

GTR 主要特性值参数有:

(1) β : 电流放大系数。 β 是集电极电流与基极电流之比,即 $\beta = I_C / I_B$ 。通常,厂家给出的参数是在直流条件下测试得到的直流电流增益 h_{FE} ,一般可认为 $\beta = h_{FE}$ 。电流放大系数与集电极电流 I_C 的关系如图 2.2-29 所示,当 I_C 达到某一数值时, β 达到最大值。大于或小于这个 I_C 值时, β 值均变小。 β 值还受工作结温的影响,在集电极电流较小时,它随温度上升而增大,当集电极电流较大时,则正好相反。此外, β 值还受集电极-发射极电压 U_{CE} 影响, U_{CE} 下降, β

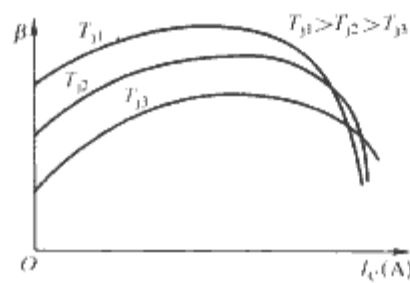


图 2.2-29 GTR 电流增益与集电极电流关系

值减小。

(2) I_{CX} : 集电极截止电流。GTR 承受 U_{CBO} 时集电极反向漏电流。

(3) I_{EX} : 发射极截止电流。基极-发射极反偏时发射极反向漏电流。

(4) $U_{CE(SAT)}$: 器件导通时,集电极-发射极间饱和电压。此参数与基极电流有关。晶体管进入导通状态,基极电流 I_B 越大,晶体管饱和深度越大,饱和压降越小,但这样会使器件关断时间加长,关断损耗加大。在实际应用时,要选择适合的基极电流,控制晶体管的饱和深度,使晶体管处于临界饱和状态。

(5) $U_{BE(SAT)}$: 器件导通时,基极-发射极间饱和电压。

(6) g_m : 跨导。定义 $g_m = I_C / U_{BE}$,跨导对晶体管并联应用的均流影响较大。

表 2.2-2 及表 2.2-3 为日本三菱生产的 QM600HA-2H 型功率晶体管模块的额定值和特性值。

表 2.2-2 QM600HA-2H 功率晶体管模块最大额定值

参 数	符 号	条 件	额定值	单位
集电极-基极电压	BU_{CBO}	发射极开路	1000	V
集电极-发射极维持电压	$BU_{CEX(SUS)}$	$U_{EB} = 2V$	1000	V
发射极-基极电压	BU_{EBO}	集电极开路	7	V
集电极电流	I_C	直流	600	A
反向集电极电流	$-I_C$	直流	600	A
基极电流	I_B	直流	20	A
结温	T_j	—	150	°C
集电极耗散功率	P_c	$T_c = 25^{\circ}C$	3500	W

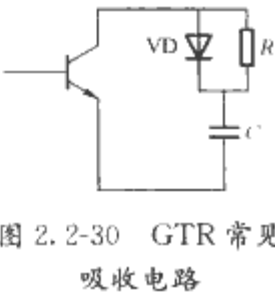
表 2.2-3 QM600HA-2H 型功率晶体管模块的电特性

参 数	符 号	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单位
集电极截止电流	I_{CXB}	$U_{CE} = U_{CXB}, U_{EB} = 2V$	—	—	8	mA
发射极截止电流	I_{EXB}	$U_{EB} = 7V$	—	—	800	mA
集电极-发射极饱和电压	$U_{CE(SAT)}$	$I_C = 600A, I_B = 12A$	—	—	2.5	V
基极-发射极饱和电压	$U_{BE(SAT)}$	$I_C = 600A, I_B = 12A$	—	—	3.5	V
直流电流增益	h_{FE}	$I_C = 600A, U_{CE} = 2.8V/5V$	75/100	—	—	—
开通时间	t_{on}	$U_{CE} = 600V, I_C = 600A, I_{B1} = I_{B2} = 12A$	—	—	3.0	μs
存储时间	t_s		—	—	16	μs
下降时间	t_d		—	—	3.0	μs
结壳热阻	R_{jc}	—	—	—	0.035	°C/W

4.3 应用导则

(1) GTR 的吸收电路及过电流保护。为保证器件安全

使用,要确保器件的工作点位于安全工作区内。在实际应用中,通常要给器件配适当的吸收电路来吸收器件过电压并抑制过高的集电极电压上升率,把器件的工作轨迹限制在安全工作区内。图 2.2-30 是 GTR 常用的一种吸收电路。



GTR 存在二次击穿等问题,其发生速度比快速熔断器的反应速度快,所以 GTR 的过电流保护不能采用快速熔断器,而应依靠驱动和保护电路的设计。在检测出过电流信号后,及时关断晶体管。

(2) 器件特性与驱动条件密切相关。基极驱动条件与器件特性关系见表 2.2-4。 I_{b1} 为器件导通时正向基极电流, I_{b2} 为器件关断时反向抽取基极电流。

表 2.2-4 基极电流对器件特性影响关系

基极电流	集电极-发射极饱和电压	开通损耗	关断损耗	反向安全工作区
I_{b1} 增大	降低	减小	增大	--
I_{b2} 增大	--	--	减小	变窄

器件驱动电路在器件开通时,基极电流 I_{b1} 应能自动调节适应负载电流变化,保证器件处在准饱和和工作状态。关断时,反向基极电流 I_{b2} 幅值及陡度应足够大,以缩短关断时间,在截止期间维持基极反偏。发生过载或短路故障时能迅速切断正向基极电流。

(3) GTR 的并联使用。GTR 在并联使用时存在均流问题,为了改善均流效果,要在器件参数选配及线路布线两方面进行调整。并联使用器件应尽量使直流电流增益、饱和压降、跨导等参数一致,以达到较好均流效果。并联支路布线要对称,尽量使配线最短且均等。在电路设计中可利用二极管钳位作用使并联器件处于准饱和状态,减小各并联管关断时间的差别。

(4) GTR 各电特性参数与工作温度关系密切,在实际使用时应注意工作温度是否与产品手册上一致,否则要根据器件实际应用情况进行修正。

5 绝缘栅双极晶体管

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 是将 MOS 技术引入电力电子器件中,与双极晶体管技术相结合产生的新一代电力电子器件。它兼有 MOS 器件高输入阻抗和双极型器件通态电压低的特点,开关速度快、通流能力强、饱和压降低,而且驱动电路简单,是目前应用极为广泛的新一代自关断电力电子器件。

5.1 器件结构和基本特性

5.1.1 基本结构和工作原理

IGBT 的结构与 MOS 器件相似,图 2.2-31 是 IGBT 的基本结构、电气图形符号及等效电路图。

由图 2.2-31 (a) 可知,IGBT 结构和 VDMOS 很相似,其区别是 IGBT 将 VDMOS 的 N^+ 层基区换成 P^+ 层,由于这样的变化,IGBT 的原理和主要特性不同于 VDMOS。IGBT 可以看成是一个由 MOSFET 驱动的 PNP 晶体管。

当对器件栅极施加相对发射极的大于阈值电压的正电压时,栅极下方的 P 型反型成为 N 型导电沟道, MOSFET 导通,电子电流进入 N^- 层,提供了 PNP 晶体管的基极电流, IGBT 导通。同时, P^+ 区向 N^- 区注入空穴, N^- 区电阻由

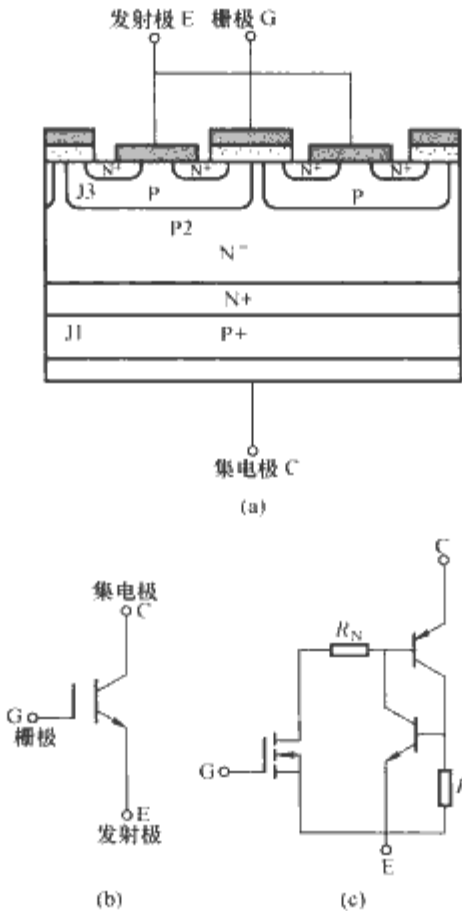


图 2-2-31 IGBT 基本结构、电气图形符号及等效电路图
(a) IGBT 基本结构; (b) IGBT 电气图形符号;
(c) IGBT 等效电路图

于电导调制而急剧减小。当撤除栅极电压或施加反向栅极电压后,导电沟道消失,PNP 晶体管失去基极驱动电流,IGBT 关断。

5.1.2 IGBT 的基本特性

5.1.2.1 输出特性

IGBT 的输出特性是指以栅极-发射极电压 U_{GE} 为参变量,集电极-发射极电压与集电极电流的关系曲线,如图 2.2-32 所示。当 $U_{GE} < 0$ 时, $J1$ 结反偏,由于 N^+ 层存在,使 IGBT 反向阻断电压很低,一般仅几十伏。没有 N^+ 层的 IGBT 称对称型 IGBT,其正向阻断电压与反向阻断电压基本一致。当 $U_{GE} > 0$,其输出特性分为正向阻断区、有源区、饱和区。当器件作为开关元件使用时,其工作状态在正向阻断区和饱和区之间切换。

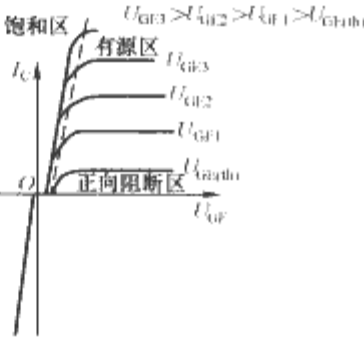


图 2.2-32 IGBT 输出特性曲线

5.1.2.2 动态特性

图 2.2-33 描述的是 IGBT 开关过程的波形图。从驱动电压 U_{GE} 到达其幅值 10% 时刻起,到集电极电流 I_C 达到其幅值 10% 时刻止,这段时间间隔称为开通延迟时间 $t_{d(on)}$,集电极电流从其幅值 10% 上升到 90% 的时间间隔称为上升时间 t_r 。 $t_{d(on)}$ 与 t_r 之和称为开通时间 t_{on} 。开通过程中,集电极电压下降过程分为两段, t_{f1} 对应 IGBT 中 MOSFET 单独作用阶段, t_{f2} 对应 MOSFET 和 PNP 晶体管共同作用阶段,晶体管进入饱和区需要一段时间, t_{f2} 阶段电压下降变缓。关断时,从 U_{GE} 后沿下降到 90% U_{GE0} 时起,到集电极电流 I_C 下降到 90% I_{CM} 止,这段时间间隔称为关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 。集电极电流 I_C 从 90% I_{CM} 下降到 10% I_{CM} 的时间间

隔称为下降时间 t_f 。 $t_{d(off)}$ 与 t_f 之和称为关断时间 t_{off} 。下降时间同样明显分为两个阶段, t_{f1} 对应 MOSFET 的关断, I_C 下降迅速; t_{f2} 对应 PNP 晶体管关断, 晶体管较长的存储时间导致 I_C 下降缓慢。

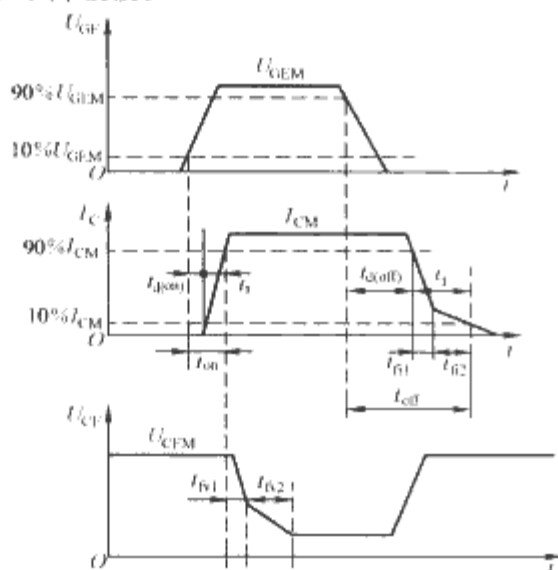


图 2.2-33 IGBT 开关电流波形曲线

IGBT 开关时间与集电极电流、结温、栅极电阻等有关, 图 2.2-34 是开关时间与集电极电流的关系曲线, 图 2.2-35 是开关时间与栅极电阻的关系曲线实例。

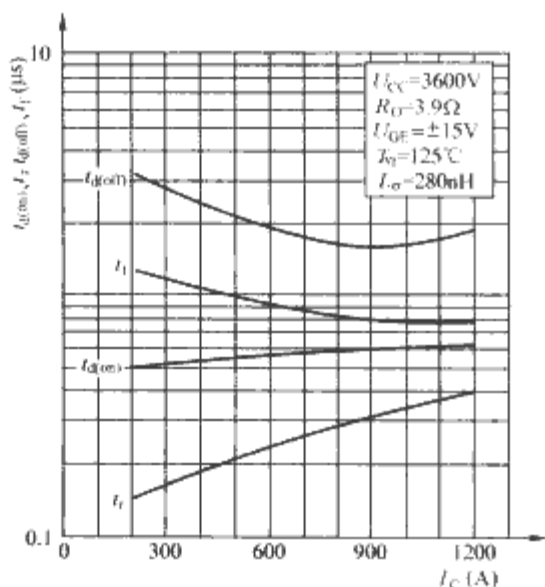


图 2.2-34 开关时间与集电极电流的关系曲线

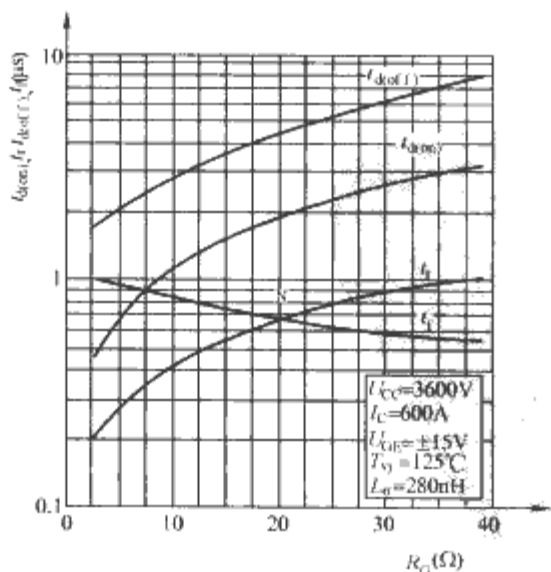


图 2.2-35 开关时间与栅极电阻的关系曲线

IGBT 开通过程和关断过程中的瞬时功耗称为开通损耗和关断损耗, 分别用 P_{on} 和 P_{off} 表示, 则

$$P_{on} = f E_{on} \quad (2.2-60)$$

$$P_{off} = f E_{off} \quad (2.2-61)$$

式中: f 为开关频率; E_{on} 及 E_{off} 分别为开通、关断过程中单次脉冲的功耗。

图 2.2-36 及图 2.2-37 给出了 E_{on} 及 E_{off} 与集电极电流、栅极电阻的关系曲线实例。从曲线看出, 随集电极电流和栅极电阻的增加, 开关损耗也会上升。

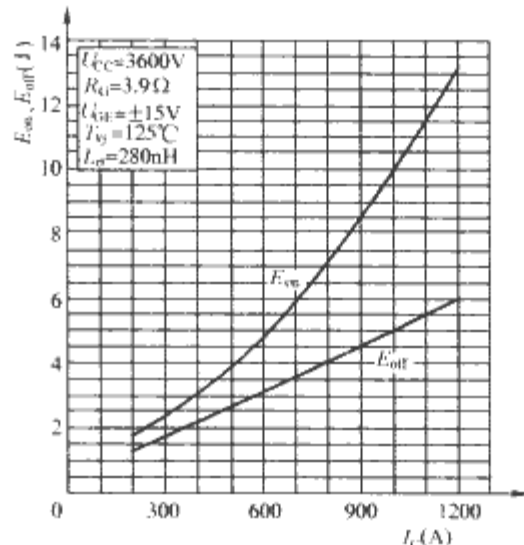


图 2.2-36 单次脉冲开关能耗与集电极电流关系曲线

5.1.2.3 擎住效应

从图 2.2-31 (c) 可以看出 IGBT 内部有一个寄生晶闸管, 晶闸管中的 NPN 晶体管的发射极与基极间存在一个体电阻 R_s , 当集电极电流 I_C 足够大时, 在 R_s 上能产生足够大的压降, 导致晶闸管导通。寄生晶闸管导通后, 就不能通过栅极电压来控制 IGBT 的关断, 导致器件集电极电流增大, 造成器件功耗过大而失效。这种现象称为擎住效应。使 IGBT 发生擎住的集电极电流称为 IGBT 的擎住电流。在 IGBT 关断过程中, 如 dU/dt 过高, 会引起 J2 很大的位移电流, 也会导致擎住效应的发生。在实际应用中要对集电极电流值进行限制, 并增加栅极电阻以使关断过程中电压上升速度减慢, 防止过高的 dU/dt 导致擎住效应的产生。

静态擎住电流 I_L 有如下关系

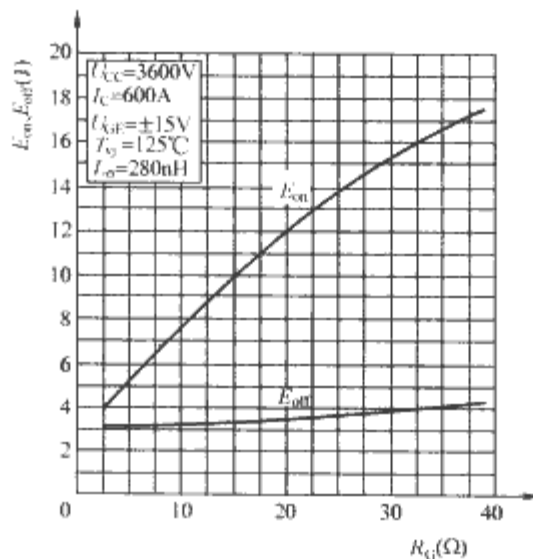


图 2.2-37 单次脉冲开关能耗与栅极电阻关系曲线

$$I_L \propto 1 / (\alpha_{np} L_E \rho_p) \quad (2.2-62)$$

式中: α_{np} 为等效电路中 PNP 晶体管的电流放大系数; L_E 是发射极条长度; ρ_p 是基区薄层电阻。

在 IGBT 的设计, 要适当减小 N^+ 区尺寸及 P 基区的薄层电阻, 使 P 基区横向电阻减小, 采用发射集短路结构, 使 J3 在导通过程中的正向偏置总小于 0.7V, 避免擎住现象发生。

5.1.2.4 饱和压降

$U_{CE(SAT)}$ 与温度、集电极电流 I_C 、栅极-射极电压 U_{GE} 有关。 $U_{CE(SAT)}$ 随 U_{GE} 增加而减小, 随 I_C 增加而增大。在 I_C 较小时, $U_{CE(SAT)}$ 随温度升高而降低, 当 I_C 较大时, $U_{CE(SAT)}$

随温度升高而增加，这对 IGBT 的并联使用有利。

5.2 额定值与特性值

5.2.1 额定值

IGBT 的主要额定值参数有：

- (1) U_{CES} ：栅极-发射极短路时，集电极-发射极间的最高电压。
- (2) U_{CES} ：集电极-发射极短路时，栅极-发射极间的最高电压。
- (3) I_C ：在额定壳温下的最大集电极直流电流。
- (4) I_{CM} ：在一定脉宽条件下，集电极允许最大脉冲峰值电流。
- (5) P_C ：额定壳温下，每个 IGBT 开关所允许的最大功耗。
- (6) T_m ：最高工作结温，IGBT 能够正常工作的最高温度。

5.2.2 特性值

IGBT 的主要特性值参数有：

- (1) I_{CES} ：栅极-发射极短路且 $U_{CE} = U_{CES}$ 条件下的集电极-发射极漏电流。
- (2) $U_{GE(th)}$ ：栅极开启电压。在规定的集电极电流和集电极-发射极电压条件下的栅极-发射极电压。即 IGBT 导通所需最小栅极-发射极电压。
- (3) I_{GES} ：集电极-发射极短路及 $U_{GE} = U_{CES}$ 条件下的栅极-发射极漏电流。

表 2.2-5 及表 2.2-6 是 ABB 公司 5SNA 0600G650100 IGBT 额定值及特性值实例。

表 2.2-5 5SNA 0600G650100 IGBT 额定值

参数名称	符 号	条 件	参 数 值		单位
			最小值	最大值	
集电极-发射极电压	U_{CES}	栅极-发射极短路	—	6500	V
栅极-发射极电压	U_{GES}	集电极-发射极短路	-20	20	V
集电极电流(直流)	$I_C(DC)$	$T_C=85^{\circ}C$	—	600	A
集电极峰值电流	I_{CM}	$t_p=1ms, T_C=85^{\circ}C$	—	1200	A
结温	T_J		—	125	$^{\circ}C$
浪涌电流	I_{SM}	$U_R=0, T_J=125^{\circ}C, t_p=10ms$ 正弦半波	—	6000	A

表 2.2-6 5SNA 0600G650100 IGBT 特性值

参数名称	符 号	条 件	参 数 值			单位
			最小值	典型值	最大值	
集电极-发射极饱和压降	$U_{CE(sat)}$	$I_C=600A$ $U_{GE}=15V$ $T_J=25^{\circ}C$ $T_J=125^{\circ}C$	—	4.2 5.4	4.8 5.9	V
集电极-发射极截止电流	I_{CES}	$U_{CE}=6500V$ $U_{GE}=0$ $T_J=25^{\circ}C$ $T_J=125^{\circ}C$	—	—	12 120	mA
栅极漏电流	I_{GES}	$U_{CE}=0, U_{GE}=\pm 20V, T_J=125^{\circ}C$	-500		+500	nA
栅极开启电压	$U_{GE(th)}$	$I_C=240mA$ $U_{CE}=U_{GE}$ $T_J=25^{\circ}C$	6.5	7.4	8.0	V
输入电容	C_{ies}	$U_{CE}=25V$ $U_{GE}=0V$ $f=1MHz$ $T_J=25^{\circ}C$	—	143	—	nF
输出电容	C_{oes}		—	6.62	—	
反向传输电容	C_{res}		—	1.27	—	

续表

参数名称	符 号	条 件	参 数 值			单位
			最小值	典型值	最大值	
开通延迟时间	$t_{d(on)}$	$U_{CE}=3600V$ $I_C=600A$ $T_J=25^{\circ}C$ $R_G=3.9\Omega$ $U_{GE}=\pm 15V$ $T_J=125^{\circ}C$	—	640	—	ns
			—	570	—	
上升时间	t_r	$R_G=3.9\Omega$ $U_{GE}=\pm 15V$ $T_J=25^{\circ}C$ $L_s=280nH$ $T_J=125^{\circ}C$	—	270	—	ns
				240		
关断延迟时间	$t_{d(off)}$	$U_{CE}=3600V$ $I_C=600A$ $T_J=25^{\circ}C$ $R_G=3.9\Omega$ $U_{GE}=\pm 15V$ $T_J=125^{\circ}C$	—	1540	—	ns
			—	1860	—	
下降时间	t_f	$R_G=3.9\Omega$ $U_{GE}=\pm 15V$ $T_J=25^{\circ}C$ $L_s=280nH$ $T_J=125^{\circ}C$	—	620	—	ns
			—	960	—	

5.3 应用导则

5.3.1 IGBT 的驱动

IGBT 栅极驱动电压信号要求有陡峭的上升率和下降率，使开通时间和关断时间缩短，开关损耗降低。

在 IGBT 导通后，驱动电路仍应提供足够大的驱动电压，这可以使 IGBT 充分饱和，降低通态损耗，同时可加快器件导通，减少开通损耗。但 U_{GE} 增大使器件承受短路电流能力变差。因此，实际应用中，正向驱动电压 $+U_{GE}$ 应选择一个适当的值，一般选择 10~15V。同样，关断时，施加负栅极-发射极电压可以加速 IGBT 的关断，减小关断损耗。但过高的负偏压会导致栅-射结击穿，一般 $-U_{GE}$ 值在 -5~-15V 之间。

栅极串联电阻 R_G 对 IGBT 开关影响很大。 R_G 减小会导致开关时间缩短，开关损耗减小，但会使栅极驱动抗干扰能力减弱。此外，IGBT 开关速度太快，则在感性负载时会产生很大的窄尖峰电压，可能对 IGBT 及电路中其他器件造成损坏，所以 IGBT 开关时间也不能太短，这时可以通过调整 R_G 对开关时间进行调整。电流容量大的 IGBT 更需要较小的 R_G 值。

栅极驱动功率 P_D 为

$$P_D = P_{Don} + P_{Doff} = (Q_1 + Q_2) (U_{GEon} + U_{GEoff}) f \tag{2.2-63}$$

式中： Q_1 和 Q_2 分别为开通和关断时栅极电荷； f 为工作频率。

5.3.2 IGBT 的保护

IGBT 过电流保护要依靠保护电路检测过电流信号，发生过电流后降低栅压，从而降低集电极电流，避免擎住效应。并根据过电流是否很快消失，决定是否切断栅压，关断 IGBT，这样有利于减少误保护。现在，很多生产厂家都推出了具有过电流保护的 IGBT 专用驱动模块，可供器件使用者选择使用。

IGBT 过压保护可采用吸收电路。吸收电路有很多种形

式,一种常见的 IGBT 吸收电路见图 2.2-38。

$$C_s = L (I^2 / \Delta U^2) \quad (2.2-64)$$

$$2 \sqrt{L/C_s} \leq R_s \leq 1/2.3 C_s f \quad (2.2-65)$$

式中: L 为引线电感; I 为工作电流; ΔU 为 C_s 电压过冲; f 为工作频率。

5.3.3 IGBT 的并联

IGBT 并联使用也会遇到静态及动态均流问题。为此,所并联的 IGBT 应有相近的饱和压降 $U_{CE(sat)}$, 这样可以保证静态均流效果。IGBT 在大电流下有正温度系数,这对改善均流十分有利。

影响动态均流的因素主要有开启电压、栅极电阻、开通时间及关断时间等。并联 IGBT 应有一致的开启电压,各并联支路要仔细匹配好栅极电阻及开关时间,使各支路的开通时间和关断时间基本一致,从而保证瞬态均流。

6 普通晶闸管

晶闸管是具有 PNP 四层结构的各种开关器件的总称。它是具有三个以上的 PN 结,主电压-电流特性至少在一个象限内具有导通、阻断两个稳定状态,并可以在两个稳定状态间转换的半导体器件。晶闸管是一个由多种器件组成的群体,包括普通晶闸管、快速晶闸管、双向晶闸管、GTO 等。但一般情况下,晶闸管就是指普通晶闸管,这是晶闸管家族中应用最为广泛的产品,它又称可控硅整流器,简称可控硅 (SCR)。

6.1 器件结构和基本特性

6.1.1 器件结构及工作原理

普通晶闸管为四层三端器件,分别为 P1、N1、P2、N2, N2 区引出阴极 K, P1 区引出阳极 A, P2 区引出门极 G,等效为一个 PNP 晶体管与一个 NPN 晶体管复合而成。习惯称 N1 为器件的长基区, P2 为器件短基区。普通晶闸管的结构、电气图形符号及等效电路如图 2.2-39 所示。

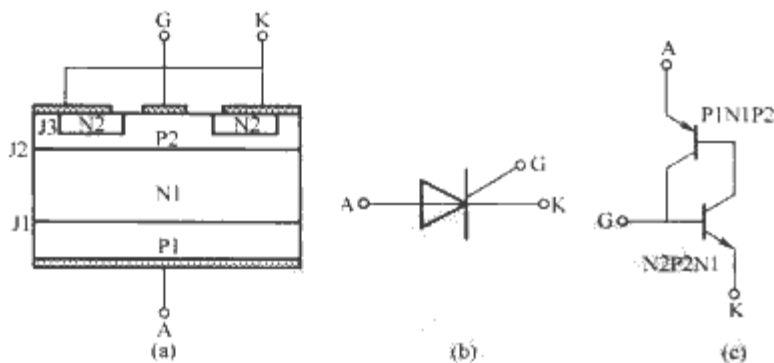


图 2.2-39 普通晶闸管结构电气图形符号及等效电路图
(a) 结构; (b) 电气图形符号; (c) 等效电路

普通晶闸管的四层结构中形成三个 PN 结,分别用 J1、J2、J3 表示。当器件 A、K 两端加反向电压 (A 端电位低于 K 端电位) 时, J1 处于反偏状态,器件表现出高阻的阻断状态;当器件 A、K 两端加正向电压 (A 端电位高于 K 端) 时, J2 处于反偏状态,器件也表现出高阻的阻断状态。当晶闸管承受正向电压时,从门极流入电流 I_G ,使通过器件的电流增大。当 I_G 足够大,使通过器件电流增大到使 $(\alpha_1 + \alpha_2) \geq 1$ 成立,则晶闸管导通, α_1 和 α_2 分别是等效电路中 PNP 及 NPN 晶体管的电流放大系数。晶闸管导通后,即使

门极电流 $I_G = 0$,晶闸管仍保持导通,只有减小阳极电流,使其小于器件的维持电流 I_H ,晶闸管关断,恢复阻断状态。

6.1.2 基本特性

6.1.2.1 伏安特性

普通晶闸管伏安特性见图 2.2-40。当 $I_G = 0$ 时,器件正向阻断电压为

$$U_{BO} = U_B (1 - \alpha_1 - \alpha_2)^{1/n} \quad (2.2-66)$$

式中: U_B 为 J₂ 雪崩击穿电压; n 为 3~6 的常数。

当 I_G 增大时,正向转折电压降低,器件在很低电压下即可导通。导通后,器件表现出低阻特性,可以流过很大的电流,而本身通态电压很小。器件导通后,移除门极电流,器件依然保持导通状态,直到阳极电流降低到某一数值以下才恢复阻断状态,这个数值称为器件的维持电流。

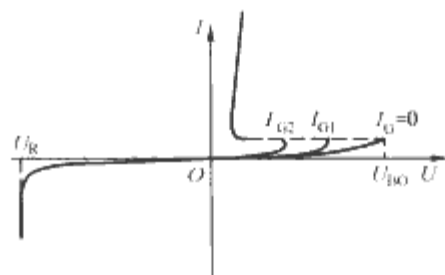


图 2.2-40 晶闸管伏安特性

器件反向阻断特性类似于整流管,不管有无门极电流,器件将一直保持阻断状态,直到反向电压超过器件反向击穿电压,反向漏电流急剧增大,器件进入反向击穿状态。器件反向阻断电压为

$$U_R = U_B (1 - \alpha_1)^{1/n} \quad (2.2-67)$$

式中: U_B 为 J₁ 雪崩击穿电压; n 为 3~6 常数。

通过短路发射极结构,可以使器件在正向转折前的 $\alpha_2 = 0$,则

$$U_{BO} = U_R = U_B (1 - \alpha_1)^{1/n}$$

需要指出,上面提到的阻断电压前提是器件基区宽度足够大,如基区宽度太薄,在尚未达到雪崩击穿时,就可能发生空间电荷区扩展宽度超过基区宽度而导致的穿通,器件阻断电压由穿通电压决定。在均匀掺杂及突变结假设下,穿通电压为

$$U_{PT} = q N_D W_N^2 / (2\epsilon_r \epsilon_0) \quad (2.2-68)$$

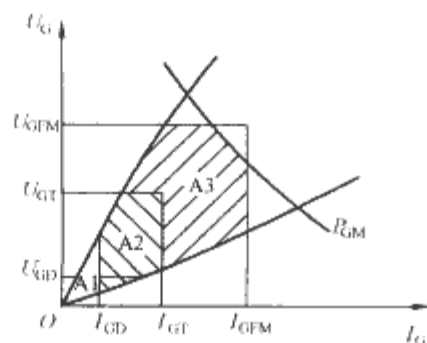
式中: N_D 是轻掺杂 N1 基区的施主浓度; W_N 是其宽度。

器件阻断能力还受表面造型影响,要用表面造型降低表面电场,使表面击穿电压高于体内击穿电压,使击穿发生在体内。否则,器件的击穿电压将由表面状况决定,这种情况是应尽力避免发生的。

6.1.2.2 门极特性

晶闸管的开通是通过门极的触发信号来完成的,门极特性是晶闸管基本特性。它的参数主要包括门极触发电流 I_{GT} 、门极触发电压 U_{GT} 、门极不触发电压 U_{GD} 、电流 I_{GD} 、门极正向峰值电压 U_{GFM} 、电流 I_{GFM} 、门极峰值功率 P_{GM} 。

图 2.2-41 是门极正向伏安特性曲线。由以上七个参数构成 A1、A2、A3 三个区域。A1 为不触发区, A2 为不可靠触发区, A3 为可靠触发区。设计晶闸管触发器时,应保证触发信号位于可靠触发区,图 2.2-41 门极正向伏安特性曲线



同时保证可能引起的误触发电压在不触发区。

门极触发灵敏度受温度影响很大,温度愈高,器件愈容易触发, I_{GT} 愈小。这个特性在实际应用中要特别注意。

6.1.2.3 动态特性

普通晶闸管的动态开关特性包括开通、扩展和关断三部分。

晶闸管开通过程电流、电压波形如图 2.2-42 所示。器件受到触发开始开通过程,其阳极电流经过一个延迟过程逐渐上升到稳态阳极电流,其阴阳极电压从额定阻断电压经过延迟过程逐步下降到通态电压。定义器件开通时间 $t_{on} = t_d + t_r$ 。 t_d 及 t_r 分别称为延迟时间和上升时间,则

$$t_d = t_b + t_a = W_{ep2}^2 / 5D_n + W_{en1}^2 / 2D_p \quad (2.2-69)$$

$$t_r = 2 \sqrt{t_a t_b / (\alpha_1 + \alpha_2 - 1)} \quad (2.2-70)$$

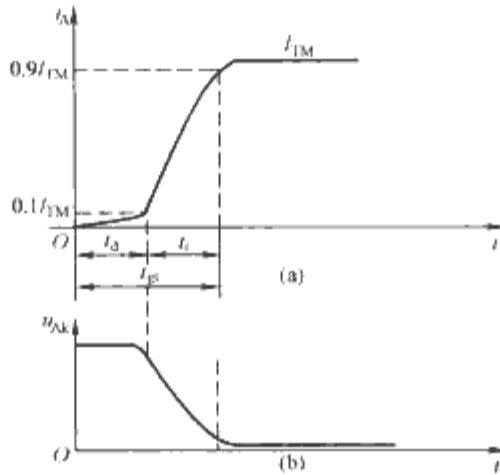


图 2.2-42 晶闸管开通电流、电压波形
(a) 电流波形; (b) 电压波形

式中: W_{ep2}^2 、 W_{en1}^2 分别为短、长基区有效宽度; t_a 、 t_b 分别为长、短基区渡越时间; D_n 、 D_p 分别为电子、空穴扩散系数。

延迟时间受门极电流峰值的影响很明显,陡而且高的门极脉冲信号可以有效地缩短开通时间。图 2.2-43 是延迟时间与门极正向峰值电流关系的示意图。

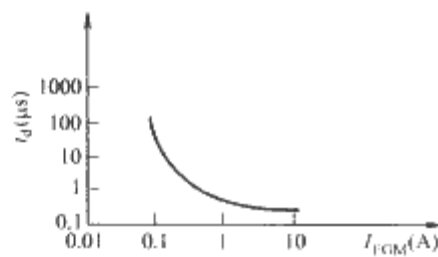


图 2.2-43 延迟时间与门极正向峰值电流关系

扩展过程是器件从门极周围开始的导通区横向扩展到整个阴极的过程。通常用扩展速度 U_s 来描述扩展过程。 U_s 计算公式为

$$U_s = C J^{1/n} \quad (2.2-71)$$

$$U_s = 1.48 \sqrt{D_n / t_r} \quad (2.2-72)$$

$$U_s = A \ln J + B \quad (2.2-73)$$

式中: $J(t)$ 为开通期间的电流密度; n 为 2~4 常数; $C = \sqrt{(D_n / t_r) (t_r / q w_n n_{cr})^{1/n}}$; D_n 为双极扩散系数; t_r 为上升时间; n_{cr} 为过剩载流子浓度临界值,超过 n_{cr} ,该处开始触发导通; A 是与温度有关的常数; B 是器件结构常数。

U_s 与器件门极形状、阴极图形密切相关。它对晶闸管的开通扩展损耗影响很大,在器件应用于较高频率时,尤其要注意扩展速度对器件性能的影响。

器件关断过程的电流、电压波形如图 2.2-44 所示。器件从阳极电流下降到零起,经历了关断时间 t_q ,器件才能再次承受断态电压。 t_q 可分为反向恢复时间 t_{rr} 和门极恢复时

间 t_{gr} 两部分。

反向恢复过程是晶闸管恢复阻断能力的物理过程。反向恢复电流和反向恢复时间定义见图 2.2-44。反向恢复电流对时间的积分称为反向恢复电荷,则

$$Q_{rr} = \int_{t_1}^{t_2} i_{rr} dt \quad (2.2-74)$$

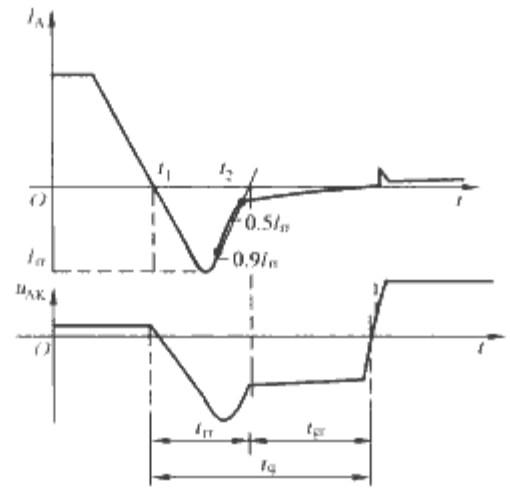


图 2.2-44 晶闸管关断电流、电压波形

经过反向恢复过程,晶闸管恢复阻断能力,但基区中过剩载流子仍未复合消失完,必须经过 t_{gr} 器件才能可靠关断。

关断时间的存在增加了器件的关断损耗,并极大限制了器件的使用频率。关断时间随结温上升而增大,随反向电压增加而减小,随通态电流增大而增加。关断时间计算见式 (2.2-17)。

6.1.2.4 晶闸管的功耗

当负载的阻性负载,电流为正弦半波时,普通晶闸管的通态平均损耗为

$$P_{AV} = U_{TO} I_{T(AV)} + r_T I_{T(AV)}^2 \pi (2\alpha - \sin 2\alpha) / [2(1 - \cos \alpha)^2] \quad (2.2-75)$$

当导通角为 180° 时

$$P_{AV} = U_{TO} I_{T(AV)} + (\pi^2 I_{T(AV)}^2 r_T) / 4$$

在电阻性负载条件下开通损耗 P_{on} 为

$$P_{on} = f I_T U_{BF} t_r / 4.4 \quad (2.2-76)$$

式中: f 为开关频率; I_T 为开通后阳极电流; U_{BF} 为开通前阳极-阴极间电压; t_r 为上升时间。

在电阻性负载条件下关断损耗 P_{off} 为

$$P_{off} = f I_R U_R t_{rr} / 4.4 \quad (2.2-77)$$

式中: f 为开关频率; I_R 为反向恢复电流; U_R 为反向恢复电压; t_{rr} 为反向恢复时间。

6.2 额定值与特性值

6.2.1 额定值

普通晶闸管主要额定值参数有:

(1) 通态平均电流 $I_{T(AV)}$: 在规定壳温且器件工作结温不超过额定最大结温条件下,器件在电阻性负载的工频正弦半波、导通角 180° 的电路中,能通过的最大电流在一个周期内的平均值。

(2) 通态电流

临界上升率 di/dt :

在规定条件下,晶

闸管能承受而无有

害影响的最大通态

电流上升率。测试

di/dt 的通态电流

波形如图 2.2-45 所示。

虚线用于对大电流

器件测试,实线用于测试小电流器件,则

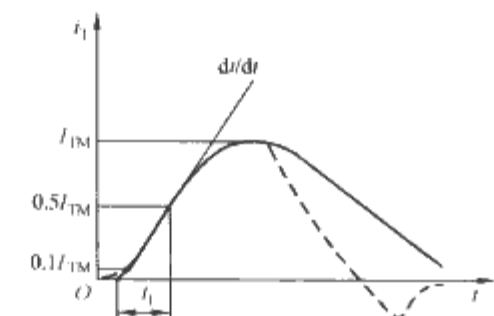


图 2.2-45 测试 di/dt 通态电流波形

$$di/dt = 0.5 I_{TM} / t_1$$

di/dt 与器件扩展过程相关。如电流上升率太大,会出现在一个较小导通区域内通过大电流导致器件失效的现象。

di/dt 与工作结温、门极触发条件、断态电压及通态电流有关,实际应用时要注意实际条件与测试条件的差异。

(3) 断态重复峰值电压 U_{DRM} : 门极开路,在额定结温下,晶闸管可以承受的重复施加的最大正向峰值电压。

(4) 反向重复峰值电压 U_{RRM} : 门极开路,在额定结温下,晶闸管可以承受的重复施加的最大反向峰值电压。

(5) 门极峰值功率 P_{GM} : 在规定条件下,门极正向所允许的最大门极峰值电流和门极峰值电压的乘积。

(6) 门极平均功率 P_{GAV} : 在规定条件下,门极正向所允许的最大平均功率。

6.2.2 特性值

普通晶闸管主要特性值参数有:

(1) 维持电流 I_H : 在室温和门极断路状态下,使晶闸管保持导通状态的最小通态电流。

(2) 擎住电流 I_L : 晶闸管刚从断态转入通态,并移除触发信号后,能维持通态所需的最小通态电流,通常是维持电流的 2~4 倍。

(3) 门极触发电流 I_{GT} : 在常温且主电压为 6V 直流电压时,使晶闸管由断态转入通态所必须的最小门极电流。

(4) 门极触发电压 U_{GT} : 产生门极触发电流所必须的最小门极电压。

(5) 门极不触发电流 I_{G0} : 在额定结温下,主电压为断态重复峰值电压时,不使晶闸管从断态转入通态的最大门极电流。

(6) 门极不触发电压 U_{G0} : 不使晶闸管从断态转入通态的最大门极电压。

(7) 通态峰值电压 U_{TM} : 晶闸管通以 π 倍或规定倍数的额定通态平均电流时的瞬态峰值电压。

(8) 开通时间 t_{on} : 从门极加信号开始到通态电流上升到通态电流 90% 所需时间。

(9) 电路换向关断时间 t_q : 从阳极电流 I_A 下降到零时起至器件能承受规定的再加断态电压为止的时间间隔。

(10) 断态电压临界上升率 du/dt : 在额定条件下,不导致器件从断态转入通态的最大主电压上升率。测试电压波形图见图 2.2-46,则

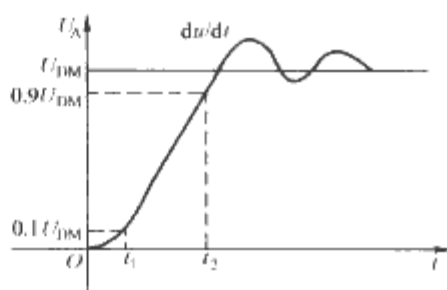


图 2.2-46 测试 du/dt 电压波形图

$$du/dt = 0.8U_{DM} / (t_2 - t_1)$$

断态 du/dt 会导致对 J2 结的充电电流,如 du/dt 太大,充电电流足够大,就可能导致晶闸管误导通。

普通晶闸管额定通态电流临界上升率 (di/dt) 及晶闸管断态电压临界上升率 (du/dt) 的级别分别按表 2.2-7 及表 2.2-8 规定。

表 2.2-7 普通晶闸管 di/dt 级别

di/dt	25	50	100	150	200	300	500	800
级别	A	B	C	D	E	F	G	H

表 2.2-8 普通晶闸管 du/dt 级别

du/dt	25	50	100	200	500	800	1000	1500
级别	A	B	C	D	E	F	G	H

国家标准中规定的普通晶闸管的额定值及特性值可参考 JB/T 8949.1-1999 及 JB/T 8949.2-1999。对于标准未列入的器件类型,可参看生产厂商的产品手册。参看产品手册时要注意具体参数的测试条件。

6.3 应用导则

(1) 普通晶闸管的通态平均电流是按管壳额定方法确定,一般是指正弦半波电流导通角 180° 条件的电流值。如果实际负载电流波形或导通角不符合,应按照有效值相等(即发热相同)原则进行换算。换算公式为

$$I_{RMS} = FI_{AV} \quad (2.2-78)$$

式中: F 为波形因数,常用波形的波形因数见表 2.2-9。

例如额定电流 500A 的晶闸管,其电流有效值为 $I_{RMS} = 500 \times 1.57 = 785$ (A)。若实际负载波形为正弦半波导通角 90° 电流,则其允许的最大电流平均值为 $I_{AV} = I_{RMS} / F = 785 / 2.22 = 354$ (A)。

表 2.2-9 常用波形的波形因数

导通角	30°	60°	90°	120°	180°	270°	DC
正弦半波	4.00	2.78	2.22	1.88	1.57	—	—
方波	3.46	2.45	2.00	1.73	1.41	1.16	1.00

(2) 应用晶闸管时,任何偶然出现的过电压不应超过器件的额定不重复峰值电压;任何周期性出现的过电压不应超过器件额定重复峰值电压。一般选用晶闸管的重复峰值电压等于实际工作峰值电压的 1.5~3 倍。

(3) 晶闸管的并联。当负载电流很大时,需要将晶闸管并联使用。并联器件的通态伏安特性及开通时间的差异会导致使用中各并联支路静态和动态电流分配的不均匀。为了达到良好的静态和动态均流效果,要求并联使用的晶闸管有一致的通态特性。此外为了良好动态均流,还要求晶闸管的延迟时间接近,采用幅值高、前沿陡的强触发脉冲信号,使并联器件的开通时间误差减少到最小。在电路中可以采用在各支路中串联阻值相等的电阻的方法改善静态均流效果。但由于串联电阻消耗能量过大且发热,不适于大电流装置中。

将并联晶闸管串联接入互感器是一种均流方案,可以得到很好动态均流效果。如图 2.2-47 所示,在

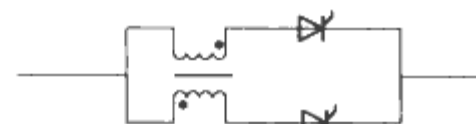


图 2.2-47 晶闸管并联均流电路

相邻支路中串入极性相反匝数相等的互感器。

晶闸管并联后额定电流必须降额使用。

(4) 晶闸管的串联。当要求器件耐压很高时,常将一组晶闸管串联使用。由于各器件阻断特性及开通时间、存储时间、反向恢复电荷间存在差异,会存在电压分配不均衡的情况。为了达到良好均压效果,应选择漏电流、开通时间及反向恢复电荷接近器件进行串联。为了改善延迟时间差异导致的均压效果,应采用陡峭而且幅度大的门极信号。

在实际应用中,给各晶闸管并联均压电阻 R_P ,可以得到较好静态均压效果。

$$R_P \leq (1/K_U - 1) U_{RM} / I_{RM} \quad (2.2-79)$$

式中: K_U 为均压系数,取 0.8~0.9; U_{RM} 为晶闸管的额定电压; I_{RM} 为对应 U_{RM} 的额定重复峰值漏电流。

均压电阻的功率为

$$P_{RP} = K (U_M / n_s)^2 (1/R_P) \quad (2.2-80)$$

式中: K 为线路系数,单相电路中 $K=0.25$,三相电路中 K

$=0.45$, 直流电路中 $K=1$; U_M 为工作峰值电压; n_s 为串联晶闸管数量。

对于解决在开通及关断过程中的动态均压, 可在晶闸管并联 RC 吸收电路来吸收瞬态过压。RC 回路中电容 C (μF) 可按下面经验公式选取

$$C = (2 \sim 4) \times 10^{-3} I_{T(AV)} \quad (2.2-81)$$

RC 回路中电阻 R 一般为 $10 \sim 30 \Omega$, R 的功率为

$$P_R = fC (U_M/n_s)^2 \quad (2.2-82)$$

式中: f 为电源频率。

图 2.2-48 为多晶闸管串联时均压电路。

(5) 晶闸管的保护。晶闸管过流保护常采用串联快速熔断器的方法。选择快速熔断器, 要注意所保护晶闸管的 F_t 值。晶闸管过压保护通常采用 RC 吸收电路, 其中电阻要选择无感电阻。参数计算方法同晶闸管串联均压 RC 电路计算。

(6) 温度对门极触发电压电流有很明显的影响。温度越低, 门极触发电流越大。所以使用器件要注意其使用环境条件, 当器件在寒冷环境应用时要保证足够的触发功率, 保证门极可靠触发。实际应用中, 一般要求强触发。

(7) 对门极触发波形的要求包括: ①脉冲前沿陡峭, 一般不应小于 $1\text{A}/\mu\text{s}$; ②脉冲电流幅值应大于门极触发电流的 3 倍。图 2.2-49 为一种推荐使用的门极触发波形。它既保证晶闸管可靠开通, 又能避免门极承受过大的平均功率。

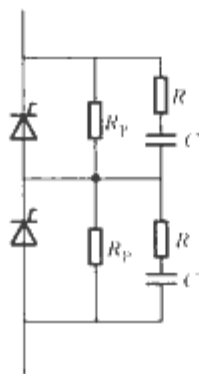


图 2.2-48 多晶闸管串联均压电路

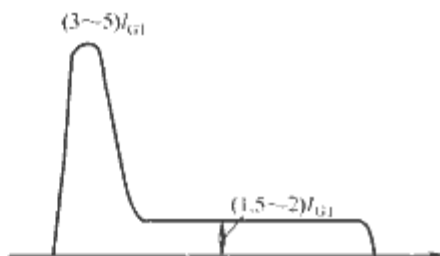


图 2.2-49 门极触发波形

7 快速晶闸管

7.1 器件特点

快速晶闸管是普通晶闸管的一种派生器件, 主要用于感应加热的中频电源装置。快速晶闸管基本结构与普通晶闸管类似, 只是为了适应中频应用的特点, 其门极图形的设计更为复杂, 提高了器件耐 di/dt 能力。由于采用了特殊的工艺降低了少子寿命, 快速晶闸管开关特性得到很大改善, 关断时间大大缩短, 但这不利于器件通态特性、浪涌电流等性能。这些矛盾要在器件设计时总体考虑, 使用者也应根据实际情况选择具体参数要求。目前国内最高规格的快速晶闸管是直径达 125mm 的 $\text{KK500A}/3000\text{V}$, 其关断时间小于 $60\mu\text{s}$ 。

快速晶闸管的通态峰值电压明显高于同规格的普通晶闸管, 其通态损耗也明显大于同规格的普通晶闸管。随着工作频率的提高, 开关损耗在器件总损耗中所占比重加大。在工作频率提高到 5kHz 以上时, 开关损耗将在器件总损耗中占主要地位。这些影响了器件在较高频率使用时的通流能力。

快速晶闸管承受通态临界电流上升率及断态临界电压上升率的能力强, 否则, 在高频应用时极易发生 di/dt 损坏及关断失败。

7.2 开关过程

快速晶闸管主要特点是工作频率高, 因此开关过程备受关注。快速晶闸管的开关过程电流电压波形类似于普通晶闸管。快速晶闸管的关断需要通过外界电路对其加反压强制换流关断, 关断时间就是器件从电流过零到其正向能再次承受电压的这段时间, 在器件内部而言主要是器件在导通期间产生大量非平衡载流子复合消失的时间。由于快速晶闸管具有特殊门极结构, 而且采用特殊工艺降低了器件载流子寿命, 所以器件内部载流子复合速度大大加快, 器件反向恢复电荷小, 开关速度提高。

7.3 应用导则

(1) 器件的关断时间与应用条件关系密切。例如, 关断时间与器件的工作温度关系极为密切。随着工作温度的升高, 器件关断时间会迅速增长。同时, 关断时间还随反向电压的增加而减小, 随关断刚开始时的通态电流的增加而增加, 随再加电压的上升率的增大而增大, 随换向电流的上升率增大而增大。影响关断时间的因素是很多的, 在使用时要注意器件关断时间的测试条件, 否则会造成器件选择上的偏差。

(2) 快速器件一般应用于中频条件下。当使用频率较高时, 器件的开关损耗增大, 导致器件总功耗比工频条件下大很多, 这样, 器件在频率高时的通流能力会减小。器件生产厂家应给出通态电流与使用频率的关系, 器件使用者应根据实际情况来选择器件, 而不能仅仅看器件参数表中的通态平均电流。图 2.2-50 是 $\text{KK500A}/1600\text{V}$ 快速晶闸管的通态峰值电流与工作频率特性曲线示例。由于各厂家制造工艺不同, 产品的曲线也可能有很大差异, 并不能通用, 使用者应查找具体器件生产厂提供的曲线图。

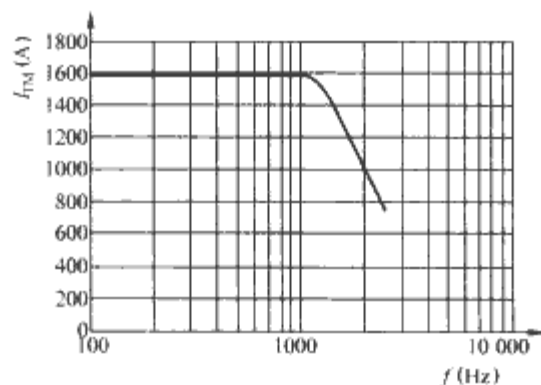


图 2.2-50 $\text{KK500A}/1600\text{V}$ 快速晶闸管的通态峰值电流与工作频率特性曲线

(3) 快速晶闸管损耗大, 在选配散热器时通常选取热阻小的水冷散热器。在使用时要注意安装压力及水流速和水温, 否则极易造成器件损坏。

(4) 为降低开关损耗, 并保证器件的 di/dt 能力, 应采用强门极触发。

8 双向晶闸管

双向晶闸管是一种将两只晶闸管并联集成在同一个硅片上的电力电子器件。利用双向晶闸管的这种特殊结构, 可以方便地对交流功率进行控制。与使用两个反并联普通晶闸管相比, 双向晶闸管使装置的复杂性大大降低。目前双向晶闸管的功率容量还不大, 主要用于中小交流功率的控制。

8.1 器件结构和基本特性

8.1.1 器件结构

双向晶闸管结构为五层三端结构。图 2.2-51 所示为双

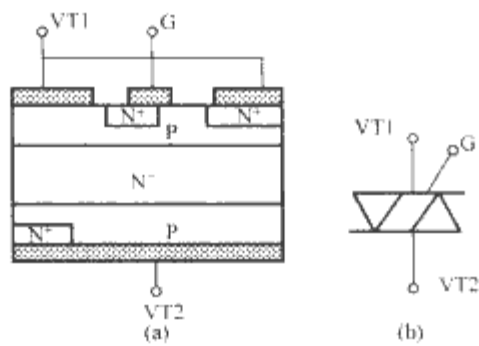


图 2.2-51 双向晶闸管结构及电气图形符号
(a) 结构；(b) 电气图形符号

向晶闸管的基本结构和电气图形符号。

双向晶闸管为五层结构，有四个 PN 结。其门极金属电极下方不仅有 P 型层，还有 N 型层，这样器件就可以用负门极信号触发。双向晶闸管相当于两个普通晶闸管反并联。

8.1.2 基本特性

8.1.2.1 伏安特性

双向晶闸管伏安特性在一、三象限是对称的，如图 2.2-52 所示。其正向和反向都具有能触发导通的特性。

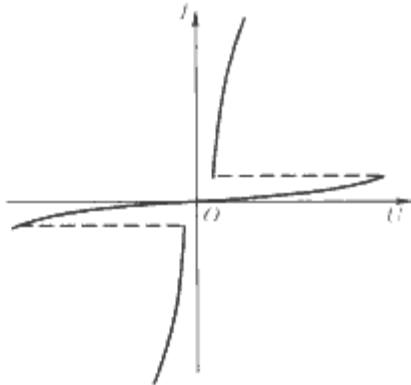


图 2.2-52 双向晶闸管伏安特性

8.1.2.2 门极特性

双向晶闸管的门极触发形式有四种。

(1) 器件 VT2 和门极 G 相对 VT1 电位都为正，称为 I₊ 触发。

(2) 器件 VT2 相对 VT1 电位为正，但门极相对 VT1 电位为负，称为 I₋ 触发。

(3) 器件 VT2 相对 VT1 电位为负，门极 G 相对 VT1 电位为正，称为 III₊ 触发。

(4) 器件 VT2 和门极 G 相对 VT1 电位都为负，称为 III₋ 触发。

I₊ 触发灵敏度最高，I₋ 和 III₋ 次之，III₊ 灵敏度最低。

为了兼顾触发灵敏度及换向能力，实际应用中一般采用 I₊ 和 III₋ 触发。

8.1.2.3 换向特性

双向晶闸管是将两个反并联的普通晶闸管集成做在同一个硅片上，这两个晶闸管必定会互相影响。这种影响主要表现在一个晶闸管导通时，其体内所存储的大量载流子可能成为另一个晶闸管的门极电流，使这个晶闸管自动导通，失去阻断能力，这就是所谓换向失败。一般用换向临界电压上升率 $(du/dt)_c$ 来表示换向能力的强弱。在器件制造中可采用降低器件少子寿命及增加两个晶闸管间的隔离区宽度来加强换向能力。

8.2 额定值与特性值

双向晶闸管的额定值和特性值参数定义与普通晶闸管基本类似。由于双向晶闸管通常用于交流功率的控制，所以其额定电流用有效值代替平均值。

换向电压临界上升率是描述双向晶闸管换向能力的参数，是紧接在相反方向通态电流导通后，不引起器件从断态到通态转化的最大主电压上升率。

双向晶闸管额定通态电流临界上升率 di/dt 级别见表 2.2-10，断态电压临界上升率 du/dt 级别见表 2.2-11，换向电压临界上升率见表 2.2-12。

表 2.2-10 双向晶闸管 di/dt 级别					$A/\mu s$
di/dt	10	25	50	100	150
级别	I	A	B	C	D

表 2.2-11 双向晶闸管 du/dt 级别							$V/\mu s$
(du/dt)	25	50	100	200	500	800	1000
级别	A	B	C	D	E	F	G

表 2.2-12 双向晶闸管 $(du/dt)_c$ 级别						$V/\mu s$
$(du/dt)_c$	1	4	10	30	50	100
级别	A	B	C	D	E	F

双向晶闸管的特性值和额定值参数标准可参见 JB/T 4192—1996《双向晶闸管》及各生产厂家的产品手册。

8.3 应用导则

双向晶闸管在有感性负载的电路中的应用时会受到很大限制。感性负载电路中负载电流滞后于负载电压，在电流过零时，电源电压很高。当器件关断时，正向阻断电压 U_D 会迅速上升导致器件换向失败。所以在感性负载电路中，对双向晶闸管的临界换向电压上升率要求很高，在应用时可以给器件两端并联 RC 吸收电路来抑制电路中的电压临界上升率。

9 逆导晶闸管

逆导晶闸管是一种将普通晶闸管与一个反并联二极管集成在同一个管芯上的电力半导体器件。由于其特殊结构，使器件可以方便地应用于逆变、斩波调速等领域。

9.1 器件结构和基本特性

9.1.1 器件结构

逆导晶闸管的基本结构及电气图形符号如图 2.2-53 所示。

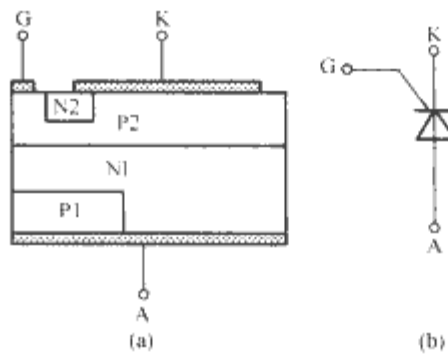


图 2.2-53 逆导晶闸管结构与电气图形符号
(a) 结构；(b) 电气图形符号

从图中可见，器件左侧是 PNP 结构的晶闸管，右侧是整流管，中间有 PNP 结构的隔离区。器件可等效为晶闸管与整流管的反并联。

9.1.2 基本特性

9.1.2.1 伏安特性

根据逆导晶闸管结构特点，器件正向伏安特性与普通晶闸管相同，反向由于整流管开通而不能承受电压。故逆导晶闸管伏安特性正向与普通晶闸管基本一致，而反向特性与整流管正向特性相同，如图 2.2-54 所示。

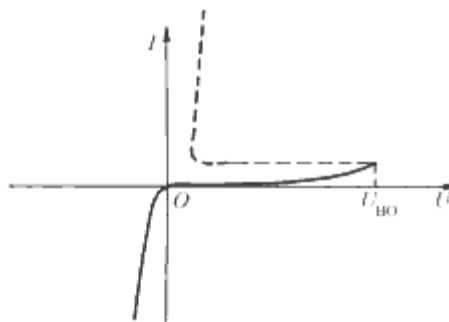


图 2.2-54 逆导晶闸管伏安特性

9.1.2.2 换向特性

由于有两种器件集成在一个硅片上，就不可避免存在相互间的影响。器件的二极管部分的反向恢复电流可能扩散到晶闸管区，引起晶闸管误导通而失去阻断能力。这就是逆导晶闸管的换向失败。把换向时器件恢复阻断能力的强弱称为器件的换向能力。

9.1.2.3 器件特点

逆导晶闸管只在一个方向具有阻断特性。所以硅片比普通晶闸管薄得多。这样，与普通晶闸管相比，逆导晶闸管通态压降小，电流容量大；关断时间短，高温特性好。在应用时，消除了晶闸管和整流管之间的配线电感，缩小装置体积，提高了可靠性。

9.2 额定值与特性值

逆导晶闸管的额定值、特性值定义与普通晶闸管基本相同。逆导晶闸管的很多参数值有正向和反向之分，主要是针对器件正反向分别表现出晶闸管和整流管特性而言。

换向电压临界上升率是表示器件换流能力的一个特性值。其定义为：紧接在反向电流导通后，不引起晶闸管从断态到通态转换的最大主电压上升率。器件换向能力受温度影响大，随结温上升，换向电压临界上升率会迅速下降。

逆导晶闸管按通态电流临界上升率 di/dt 级别见表 2.2-13，按换向电压临界上升率 $(du/dt)_c$ 级别见表 2.2-14，按断态电压临界上升率 du/dt 级别见表 2.2-15。

表 2.2-13 逆导晶闸管的 di/dt 级别				$A/\mu s$
di/dt	50	100	150	200
级别	B	C	D	E

表 2.2-14 逆导晶闸管的 $(du/dt)_c$ 级别				$V/\mu s$
$(du/dt)_c$	10	20	30	50
级别	A	B	C	D

表 2.2-15 逆导晶闸管的 du/dt 级别				$V/\mu s$
du/dt	200	500	800	1000
级别	D	E	F	G

9.3 应用导则

(1) 逆导晶闸管在使用中要注意换向，应用电路中要限制流过二极管的电流在电流过零处的下降率和同时加在器件上的电压上升率。在应用中，可以给器件串联一个快速饱和电抗器。

(2) 逆导晶闸管的额定电流有两个参数，分别表示晶闸管电流和整流管电流。两者比例根据应用要求确定，一般晶闸管电流为整流管电流 1~3 倍。

10 光控晶闸管

光控晶闸管（简称 LTT）是以光作为触发信号的晶闸管。由于无需门极触发电回路及其电位隔离，多只光控晶闸管可同时精确接受触发，这对器件大数量地进行串并联使用极为有利。因此在高压直流输电（HVDC），无功功率补偿、软起动及高压核聚变等等大型电力电子装置中使用 LTT，可以大大简化系统，减少装置体积，提高可靠性。

10.1 器件结构和基本特征

光控晶闸管的结构也是 PNP 四层结构。与普通晶闸

管不同的是在器件中心部位通过纵横向变掺杂技术集成制造了光敏区、BOD（正向过压保护结构）及多重放大门极结构。大功率的光控晶闸管通过光缆与发光二极管或激光发生器相连。图 2.2-55 是其结构及电气图形符号图。

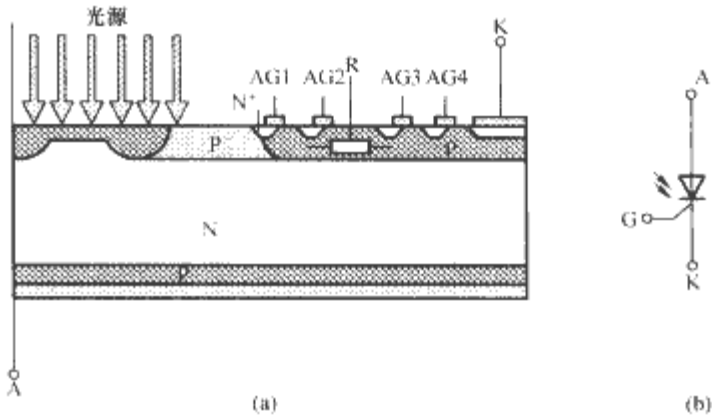


图 2.2-55 光控晶闸管结构及电气图形符号图
(a) 结构；(b) 电气图形符号

光控晶闸管依靠光照产生电子空穴对，形成光电流对晶闸管进行触发。由光源实现的能量转换远小于电触发能量，为保证器件可靠触发，采用挖槽等方法做成高灵敏度的光敏区。采用多重放大门极结构可以保护器件避免高 du/dt 损害，对器件快速大面积导通有帮助。BOD 正向保护二极管与光敏区同在器件中央，而且制造工艺兼容。当外施于器件的正向电压超过 BOD 转折电压时，BOD 转折电流成为强大的门极触发电流，触发晶闸管迅速导通，免受正向过电压的损害。

光控晶闸管静态伏安特性如图 2.2-56 所示。其伏安特性与普通晶闸管基本相同，仅仅是影响正向开通电压的因素由触发电流改为触发光强度。同样，光控晶闸管的开关特性也与普通晶闸管类似。

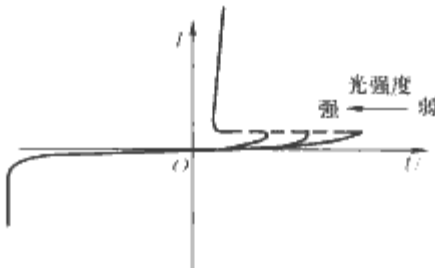


图 2.2-56 光控晶闸管静态伏安特性

10.2 额定值与特性值

10.2.1 额定值

光控晶闸管主要额定值参数有：

- (1) $I_{T(AV)}$ ：通态平均电流。
- (2) U_{RRM} ：重复反向峰值电压。
- (3) I_{TSM} ：通态浪涌电流。
- (4) $(di_T/dt)_{cr}$ ：通态电流临界上升率。

10.2.2 特性值

主要特性值参数有：

- (1) U_{BO} ：保护转折电压。由 BOD 决定的正向转折电压。
- (2) P_{IM} ：最小门极触发光功率。相当于电控晶闸管的最小门极触发电流。
- (3) I_H ：维持电流。
- (4) I_L ：擎住电流。

表 2.2-16 及表 2.2-17 为 EUPEC 公司生产的 T2563N 光控晶闸管主要参数表。

表 2.2-16 T2563N 光控晶闸管额定值

参数名称	符 号	条 件	参数值	单 位
通态平均 电流	I_{TAVM}	$T_C=85^{\circ}\text{C}$	2520	A
		$T_C=60^{\circ}\text{C}$	3570	A
浪涌电流	I_{TSM}	$T_{VJ}=25^{\circ}\text{C}, t_p=10\text{ms}$	93 000	A
		$T_{VJ}=120^{\circ}\text{C}, t_p=10\text{ms}$	90 000	A
I^2t	I^2t	$T_{VJ}=25^{\circ}\text{C}, t_p=10\text{ms}$	43 250	$10^3\text{A}^2\text{s}$
		$T_{VJ}=120^{\circ}\text{C}, t_p=10\text{ms}$	40 500	$10^3\text{A}^2\text{s}$
通态临界 电流上升率	$(di_T/dt)_{cr}$	$f=50\text{Hz}, P_{TM}=40\text{mW}$ $t_{rsw}=0.5\mu\text{s}$	300	A/ μs
结温	T_J	—	120	$^{\circ}\text{C}$

表 2.2-17 T2563N 光控晶闸管特性值

参数名称	符号	条 件	参 数 值			单位
			最小值	典型值	最大值	
静态保护转 折电压	U_{HO}	$T_{VJ}=25^{\circ}\text{C}$	7500	—	—	V
最小门极触 发功率	P_{TM}	$T_{VJ}=25^{\circ}\text{C}$ $U_D=150\text{V}$	—	—	40	mW
维持电流	I_H	$T_{VJ}=25^{\circ}\text{C}$	—	—	100	mA
擎住电流	I_L	$T_{VJ}=25^{\circ}\text{C}$ $U_D=150\text{V}$ $P_{TM}=40\text{mW}$ $t_{rsw}=0.5\mu\text{s}$	—	—	1	A
关断时间	t_{tr}	$T_{VJ}=T_{VJM}$ $I_{TM}=I_{TAVM}$ $U_{RM}=100\text{V}$ $U_{TM}=0.67U_{RRM}$ $du_{D}/dt=20\text{V}/\mu\text{s}$ $-di_T/dt=10\text{A}/\mu\text{s}$	—	550	—	μs
恢复电荷	Q_r	$T_{VJ}=T_{VJM}$ $I_{TM}=I_{TAVM}$ $U_R=0.5U_{RRM}$ $U_{RM}=0.8U_{RRM}$ $-di_T/dt=10\text{A}/\mu\text{s}$	—	—	22	mAs

10.3 应用导则

- (1) 为了加快器件导通，触发光源的功率通常为 P_{TM} 的 5~10 倍。
- (2) 为了加强光源的灵敏度，应对光源的波长有所选择。波长太长光子能量不足以产生电子空穴对，波长太短则光子穿透深度小。经验值取波长在 $0.9\sim1.06\mu\text{m}$ ，光的灵敏度最强。
- (3) LTT 所用光纤要求传输光能量高，传输损失小，绝缘性能好，长期稳定可靠。光纤束的大小与受光面配合，直径一般为 $1\sim3\text{mm}$ ，其长度为数米至数十米。

11 门极可关断晶闸管

门极可关断晶闸管简称 GTO，是一种开发较早的自关断器件，它可以用负门极信号实现关断，属于全控型器件。它兼有普通晶闸管耐压高、电流大及晶体管控制方便的特点。GTO 开关速度也大于普通晶闸管。目前已商品化的 GTO 电流电压水平可达 $6000\text{A}/6000\text{V}$ ，在大功率逆变及斩波等领域发挥着重要作用。

11.1 器件结构和基本特性

11.1.1 器件结构

GTO 的结构与普通晶闸管基本相同，也属于 PNP 四层结构，可等效为两个晶体管复合而成。不同的是其阴极-门极结构更为复杂。GTO 可以看作几十个甚至几百个共阳极的小 GTO 的并联体，所有阴极单元都被门极接触区包围。其单个阴极图形横向宽度很小，每个阴极单元与门极的距离都很小，这导致 P2 区横向电阻减小，有利于从门极抽取大电流关断器件。图 2.2-57 是 GTO 的基本单元结构、电气图形符号和等效电路图。

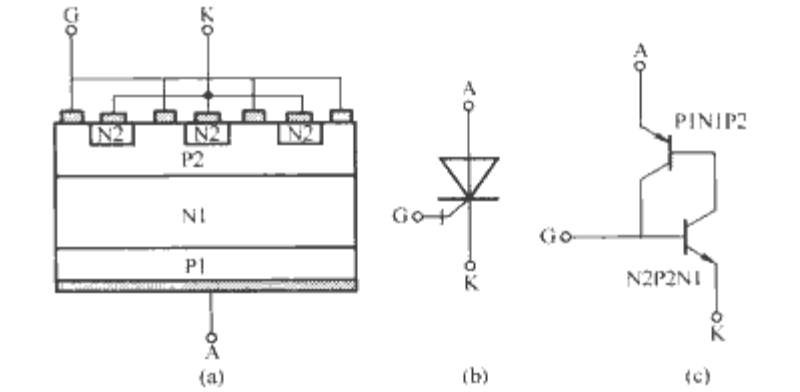


图 2.2-57 GTO 基本单元结构、电气图形符号及等效电路图
(a) 基本单元结构；(b) 电气图形符号；(c) 等效电路

11.1.2 基本特性

11.1.2.1 伏安特性

GTO 伏安特性曲线与普通晶闸管基本相似。需要指出的是，目前大多数商品化的 GTO 是非对称结构，实际使用时与快恢复二极管反并联使用，反向阻断能力仅几十伏，在伏安特性曲线上，其正反向阻断能力是不对称的。

GTO 没有阴极短路点结构，其门阴极电阻 R_{GK} 对器件正向阻断电压影响很大。 R_{GK} 实际上起到了阴极短路效果。 R_{GK} 增大，则短路效果差，器件正向阻断电压下降。图 2.2-58 是器件正向阻断电压与门阴极电阻阻值关系曲线实例。

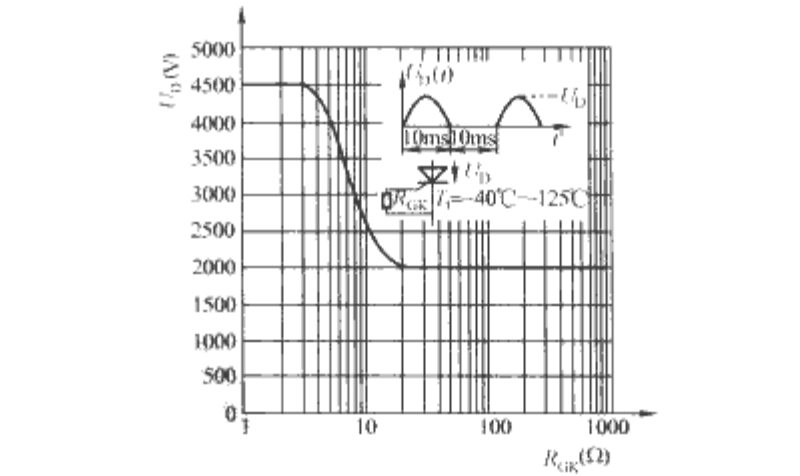


图 2.2-58 正向阻断电压与门阴极电阻关系曲线

11.1.2.2 开关特性

图 2.2-59 是 GTO 开通及关断电流、电压波形图。当对 GTO 施加正向电压，并对门极注入一定量正向电流（大于门极最小触发电流）后，GTO 进入开通状态。开通过程可分为延迟阶段、上升阶段、扩展阶段。开通时间 t_{on} 由延迟时间 t_d 及上升时间 t_r 组成。在这个过程中，GTO 阳极电压下降到阻断状态的 10%，器件等效电路中的两个晶体管进入准饱和状态，器件导通。扩展阶段是导通区域由门极周围向整个阴极区扩展的过程，一般用扩展时间 t_e 来描述。GTO 门极触发电流的上升率及幅值对器件开通时间影响很大。增加门极触发电流的幅值及门极电流上升率 di_{G}/dt 可

以加速 GTO 的开通过程,从而减小开通损耗及各单元开通时间的差异。图 2.2-60 给出延迟时间与门极正向触发电流的关系曲线。门极最小触发电流随工作结温的上升而下降,图 2.2-61 是门极最小触发电流与工作结温的关系曲线实例。从图中可知,器件最小触发电流随温度变化很大,而产品手册上给出的门极最小触发电流一般是 25℃ 时的值。在实际应用时要注意这一点。

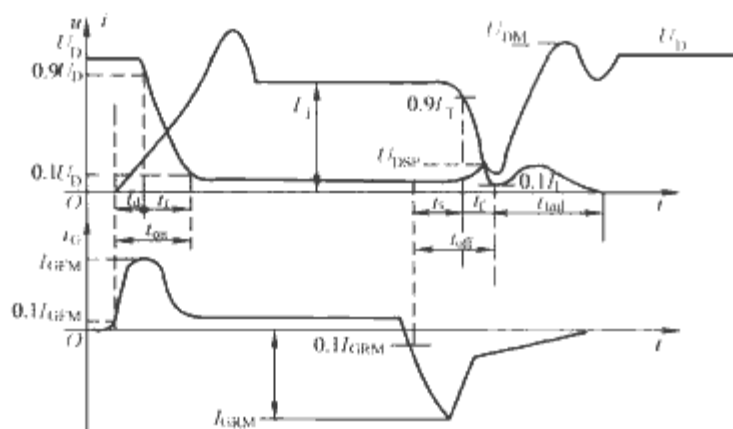


图 2.2-59 GTO 开通及关断电流、电压波形

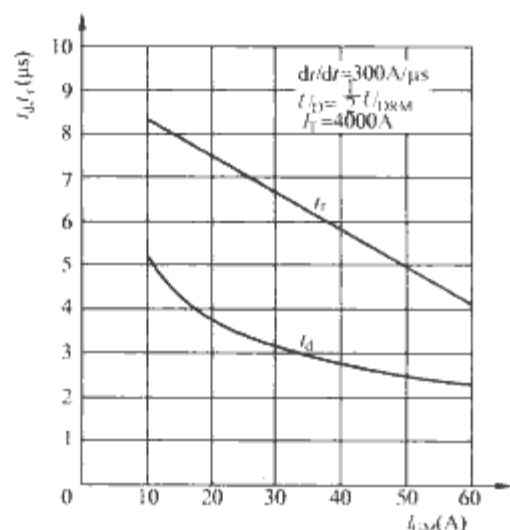


图 2.2-60 延迟时间、上升时间与门极正向触发电流关系曲线

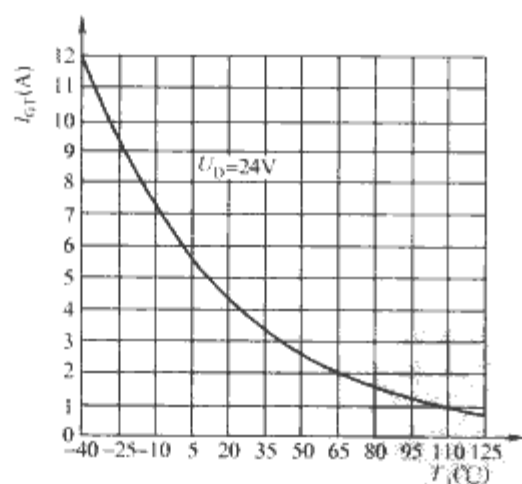


图 2.2-61 门极最小触发电流与工作结温关系曲线

当对门极注入反向电流 \$I_{RG}\$ 时, GTO 开始向断态转换。关断先发生在靠近门极的阴极边缘, 然后向阴极中心处压缩, 直到最后关断。GTO 特殊的门阴极结构使 P2 区横向电阻很小, 这使载流子能顺利由门极抽出。关断过程分为储存期、下降期、尾部期。关断时间 \$t_{off}\$ 由储存时间 \$t_s\$、下降时间 \$t_f\$ 组成。\$t_s\$ 对应的是抽取导通时的大量载流子的时间, 两个等效晶体管退出饱和状态。\$t_f\$ 对应等效晶体管进入截止区, 阳极电流逐渐减小的时间。经过 \$t_{off}\$ 后, GTO 仍有一个尾部电流 \$I_{tail}\$ 存在, 它会以指数形式衰减, 经过拖尾时间 \$t_{tail}\$ 逐渐降到维持电流以下。此刻, 器件才可靠关断。拖尾时间

基本由 N1 区少子寿命决定, 可采用掺金、电子辐照等技术缩短拖尾时间。

图 2.2-62 给出 GTO 储存时间与反向关断电流上升率之间的关系。关断电流上升快, 可以有效缩短关断时间, 减小关断损耗, 提高开关频率。关断时间及存储时间还与关断电流有关, 图 2.2-63 是其关系曲线实例。

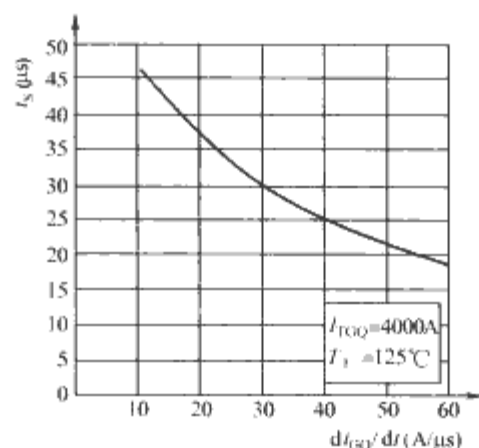


图 2.2-62 储存时间与关断电流上升率关系曲线

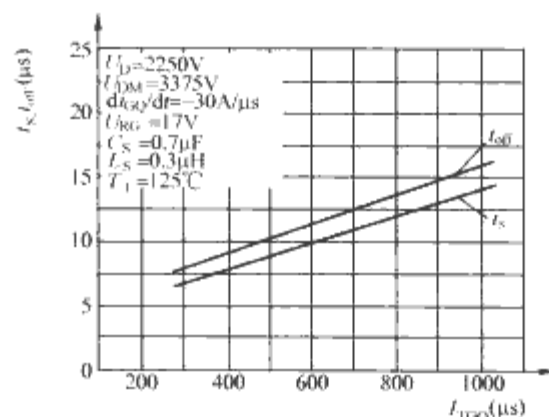


图 2.2-63 储存时间、关断时间与关断电流关系曲线

11.1.2.3 功率损耗

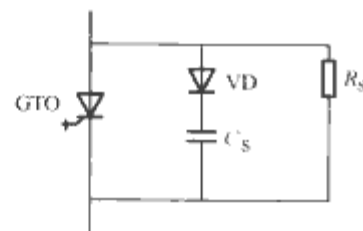
GTO 的功耗主要分为通态损耗和开关损耗。通态损耗与器件通态平均电流及导通角有关。

开关损耗在总损耗中所占比例较大。开通损耗主要发生在上升时间内, 用强触发信号开通 GTO, 可以降低开通损耗。

关断损耗主要发生在下降时间和拖尾时间内。在下降时间内的功耗峰值与阳极电压回升中出现的尖峰 \$U_{RSP}\$ 有关。拖尾期的阳极电压已升高, 时间又较长, 此时功耗较大。过高的关断损耗是 GTO 失效的主要原因之一, 在实际应用时要选择合适的吸收电路来减小关断损耗。

11.1.2.4 GTO 的吸收电路

要保证 GTO 安全关断, 就必须把 GTO 关断过程的电流-电压轨迹限制在安全工作区内。通常做法是采用吸收电路, 如图 2.2-64 所示。吸收电路可以有效地吸收关断过程中出现的过电压, 降低关断损耗, 抑制阳极电压上升率, 增强器件关断能力, 避免关断失败。



吸收电路可以有效地吸收关断过程中出现的过电压, 降低关断损耗, 抑制阳极电压上升率, 增强器件关断能力, 避免关断失败。

吸收电路中, 最有效提高吸收效果的手段是减小吸收电路的杂散电感。其次, 适当增加 \$C_S\$, 可以加强吸收效果, 提高 GTO 的关断能力, 但吸收电容增大会导致吸收电路功耗的增大, 需综合考虑。吸收二极管要求开通时间短, 反向恢复电荷小, 一般要求开通时间远小于 GTO 的下降时间 \$t_f\$, 可在 0.1~0.5μs 间选择。吸收电阻一般选择 10~20Ω 的无感电阻。吸收电路的元件选择对器件应用有很大的影响, 必

须仔细选择。

11.2 额定值与特性值

11.2.1 额定值

GTO 主要额定值参数有:

(1) I_{ATO} : 最大可关断阳极电流。如果阳极电流超过 I_{ATO} , GTO 不能可靠关断。 I_{ATO} 计算式为

$$I_{ATO} = \alpha_2 I_G / (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) \quad (2.2-83)$$

I_G 为负门极关断电流, α_1 、 α_2 分别为 GTO 等效电路中晶体管 P1N1P2 和 N2P2N1 的共基极电流放大系数。可见要关断较大的阳极电流, 负门极电流也必须有一定的幅值。

(2) U_{IRM} 、 U_{RRM} : 重复断态峰值电压及重复反向峰值电压。此参数值应为器件实际工作时承受正、反向峰值电压最大值的 2~3 倍。

(3) $I_{T(AV)}$: 通态平均电流。通态电流在一个周期内的平均值。

11.2.2 特性值

GTO 主要的特性值参数有:

(1) G_{off} : 关断增益。定义关断增益为最大阳极可关断电流与门极负电流最大值之比, 即

$$G_{off} = I_{ATO} / I_{GRM} = \alpha_2 / (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) \quad (2.2-84)$$

一般 GTO 的关断增益不大, 在 5 左右。要关断较大阳极电流, 所需负门极电流幅值也很大, 会造成较大功耗。

(2) t_d : 延迟时间。器件开通过程中, 从门极电流上升到峰值 10% 时刻开始, 到阳极电压下降到峰值 90% 时刻的时间间隔。

(3) t_r : 上升时间。器件开通过程中, 阳极电压从峰值 90% 下降到 10% 的时间间隔。

(4) t_{on} : 开通时间。门极注入正向电流后, GTO 由断态转入通态的时间。计算式为

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2.2-85)$$

(5) t_s : 存储时间。器件关断过程中, 从反向门极电流上升到峰值 10% 时开始, 到阳极电流下降到峰值 90% 时刻的时间间隔。

(6) t_f : 下降时间。器件关断过程中, 阳极电流从峰值 90% 下降到 10% 的时间间隔。

(7) t_{off} : 门极注入负门极电流, GTO 从通态转入断态所需时间。计算式为

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2.2-86)$$

表 2.2-18 及表 2.2-19 为 ABB 公司生产的 5SGF 40L4502 型 GTO 额定值及特性值参数。

表 2.2-18 5SGF 40L4502 型 GTO 额定值参数

参 数	符 号	条 件	额 定 值	单 位
反向重复峰值电压	U_{RRM}	—	17	V
断态重复峰值电压	U_{IRM}	$U_{GR} \geq 2V$	4500	V
最大重复可关断电流	I_{TQM}	$U_{TM} = U_{IRM}$ $di_G/dt = 40A/\mu s$ $C_s = 0.7\mu F$ $L_s = 0.3\mu H$	4000	A
通态平均电流	$I_{T(AV)}$	正弦半波, $T_C = 85^\circ C$	1180	A
通态浪涌电流	I_{TSM}	$T_J = 125^\circ C$, 浪涌后 $U_D = U_R = 0$, $t_p = 10ms$, $T_J = 125^\circ C$	25	kA
		$T_J = 125^\circ C$, 浪涌后 $U_D = U_R = 0$, $t_p = 1ms$, $T_J = 125^\circ C$	40	kA

续表

参 数	符 号	条 件	额 定 值	单 位
I^2t	I^2t	$T_J = 125^\circ C$, 浪涌后 $U_D = U_R = 0$, $t_p = 10ms$, $T_J = 125^\circ C$	3.1×10^6	A^2s
		$T_J = 125^\circ C$, 浪涌后 $U_D = U_R = 0$, $t_p = 1ms$, $T_J = 125^\circ C$	0.8×10^6	A^2s
通态电流临界上升率	di/dt	$I_{GM} = 50A$, $di_G/dt = 40A/\mu s$, $f = 200Hz$	500	$A/\mu s$
反向峰值门极电压	U_{GRM}	—	17	V

表 2.2-19 5SGF 40L4502 型 GTO 特性值参数

参 数	符 号	测 试 条 件	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
断态重复峰值电流	I_{IRM}	$U_D = U_{IRM}$ $U_{GR} \geq 2V$	—	—	100	mA
反向重复峰值电流	I_{RRM}	$U_R = U_{RRM}$ $R_{GR} = \infty$	—	—	50	mA
通态峰值电压	U_{TM}	$T_J = 125^\circ C$ $I_{TM} = 4000A$	—	—	3.8	V
门极触发电压	U_{GT}	$U_D = 24V$ $R_A = 0.1\Omega$	—	—	1.2	V
门极触发电流	I_{GT}	$T_J = 25^\circ C$	—	—	4.0	A
延迟时间	t_d	$U_D = 0.5U_{IRM}$ $T_J = 125^\circ C$ $I_T = 4000A$ $di/dt = 300A/\mu s$	—	—	2.5	μs
上升时间	t_r	$I_{GM} = 50A$ $di_Q/dt = 40A/\mu s$ $C_s = 6\mu F$ $R_s = 5\Omega$	—	—	5	μs
储存时间	t_s	$U_D = 0.5U_{IRM}$, $T_J = 125^\circ C$, $I_{TQM} = I_{TQM}$ $di_Q/dt = 40A/\mu s$, $C_s = 6\mu F$, $R_s = 5\Omega$ $L_s = 0.3\mu H$	—	—	25	μs
下降时间	t_f	—	—	—	3	μs
结壳热阻	$R_{\theta c}$	双面冷却	—	—	11	$^\circ C/kW$

11.3 应用导则

(1) GTO 的门极驱动。在器件开通过程中, 要使所有 GTO 单元同时开通, 否则会因电流集中于个别单元造成器件失效。这要求门极电流迅速上升到一个较大的幅值。GTO 开通信号要求前沿陡、幅度大, 并有一定脉冲宽度。在 GTO 导通期间, 应一直施加一个较小的正向门极触发电流, 以维持 GTO 可靠导通。一般门极触发电流上升率 di_G/dt 在 $10A/\mu s$, 幅值是最小门极触发电流的 5~10 倍。GTO 的关断负门极电流同样要求有高的电流上升率, 很大的电流幅值, 较大的脉冲宽度。陡峭的电流上升率可以缩短关断时间, 减小关断损耗, 但同时也会使关断增益减小, 一般关断负门极电流 $-di_{GR}/dt$ 在 $10 \sim 50A/\mu s$, 电流脉冲幅值由 I_{ATO} 和 G_{off} 共同决定, 即 $I_{GRM} = I_{ATO}/G_{off}$ 。GTO 关断过程中还存在一个很长的拖尾时间, 这要求负门极关断电流必须有足够的脉冲宽度, 以保证器件可靠关断。为保证 GTO 安全应用, 在 GTO 处于阻断状态时间内, 都应对门极加反向

电压。

可见,强触发对于改善 GTO 的性能有很大的益处,近来发展了 GTO 的硬驱动技术,不仅使 GTO 的储存时间在高 di/dt 下大大减小,消除储存时间的差异性,而且使开通时间从几微秒下降到几百纳秒,使 GTO 性能大大改善。

(2) GTO 的串并联使用。GTO 在串联使用时会有均压问题,均压可分为静态均压和动态均压。静态均压因器件伏安特性不同引起,在实际使用中可通过选择特性相近器件和并联均压电阻解决。动态均压是由于器件在开通时间、关断时间的差别而造成的。改善动态均压要尽量让被选择器件参数接近。主要参数包括开通时间、关断时间、反向恢复电荷以及吸收、续流、门极电路参数。增大吸收电容可以更好平衡因存储时间分散而造成的动态关断过电压。更有效的方法是采用强触发,加大门极触发电流的幅值及前沿陡度,加大反向门极关断电流的上升率,缩短开通时间和关断时间,使并联器件尽可能同时开通和关断,这是解决 GTO 串联的最好方法。上述的 GTO 硬驱动技术,不仅使单个 GTO 应用中电路更简单、经济及便于控制,而且解决了多个 GTO 串联应用的问题。

GTO 在并联使用时会有均流问题。均流也可分为通态均流和动态均流,如同普通晶闸管,通态均流可通过选择通态伏安特性一致的元件及串联均流电阻等手段得到改善。同样,改善动态均流最有效的手段是加大触发电流的幅值和上升率,使器件同时开通及关断。

(3) GTO 在逆变等领域应用时要与续流二极管并联使用。续流二极管要选择反向恢复时间短、反向恢复电荷小、开通速度快、软恢复的二极管,其反向阻断电压及正向电流额定值应与 GTO 相匹配。

(4) GTO 的电流是按最大可关断阳极电流 I_{ATO} 进行标称的,这和通常用通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 标称电流是不同的。对 GTO, I_{ATO} 一般只有 $I_{T(AV)}$ 的 $1/3$ 左右,这一点必须注意。

12 集成门极换向晶闸管

集成门极换向晶闸管 (IGCT) 是一种新型电力半导体器件。它将门极换向晶闸管 (GCT) 与其驱动电路结合在一起。它结合了晶体管稳定的关断能力及晶闸管低通态损耗的优点,具有电流大、电压高、开关频率高、损耗低的特点。

12.1 器件结构和基本特性

12.1.1 结构和基本原理

IGCT 是带有集成门极驱动的 GCT。GCT 芯片结构与 GTO 基本相同,它在管壳中装设门极环,并将外部门极通过叠层电路板与外电路连接,门极关断电荷大大减小,使感抗降为普通 GTO 的 1% 左右,避免过高的 di/dt 损坏器件,使得强触发得以实现,故而 GCT 又称“硬驱动”的 GTO。

GCT 设计中普遍采用透明阳极缓冲层技术,不仅使电场减弱,在相同的阻断电压下,硅片厚度减薄,而且大范围提高门极触发灵敏度,迅速推进换向进程。最大程度调和通态电压、开关损耗与耐压能力的矛盾,提高器件性能。

IGCT 的工作原理及基本特性主要取决于其集成的 GCT。其通态时表现出晶闸管特性,断态时表现出晶体管特性,见图 2.2-65。GCT 的开通机理与 GTO 相同,其门极电流上升率可以很高,阴极结大面积的注入,开通均匀。其关断方式相当于一个 PNP 晶体管。在关断过程中,因为有

很高的反向门极电流上升率, GCT 门-阴极 PN 结提前进入反偏,阳极电流在瞬间全部由门极电路流出,直到关断, GTO 靠耗尽层逐渐变窄实现关断,因此关断增益一般是 $2\sim 5$ 。而 IGCT 是发射区和 P 区缓冲层结构的原因,耗尽层换向瞬间立即建立,器件电流全部换向到门极,关断增益为 1。

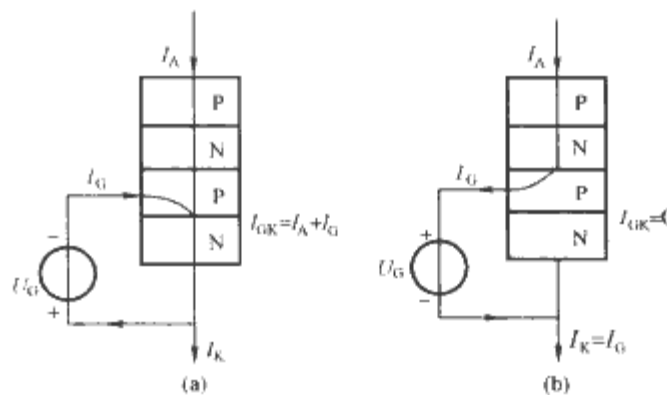


图 2.2-65 GCT 的导通及阻断状态示意图
(a) 导通状态; (b) 阻断状态

12.1.2 基本特性

IGCT 开通采用强触发,可使延迟时间达几百纳秒,阴极 NPN 管在器件导通前出现有效饱和,实现均匀开通。其开通损耗很小,几乎可以忽略。IGCT 开通时,其内部承受 di/dt 能力很强,但集成的续流二极管内部承受 di/dt 的能力受限制,需要一个小的开通缓冲电路限制二极管开通电流的 di/dt 。

关断时,负门极电流以很高的速度上升(在 $1\mu s$ 内负门极电流达到阳极电流的幅度),在器件承受电压前,阴极电流已全部换流到门极,器件从晶闸管状态转化为晶体管模式,并以晶体管机理关断。以晶体管模式关断,所以 IGCT 不需要关断吸收电路。IGCT 关断过程中的存储时间与传统 GTO 相比大大缩短,一般仅为 GTO 的 $1/10$ 。IGCT 能很迅速的由导通状态转换为阻断状态,而不经类似 GTO 关断过程中一个既非导通又非阻断的不定状态,由于具有很均匀的开关模式,器件的关断能力大大强于传统的 GTO。

IGCT 导通状态相当于一个晶闸管,这使其与 IGBT 等器件相比具有较小的通态损耗。

12.2 额定值与特性值

12.2.1 额定值

IGCT 主要额定值参数有:

(1) $U_{T(RM)}$: 正向阻断峰值电压。

(2) $U_{de-link}$: 失效率为 $100FIT$ 的直流电压。IGCT 在由于宇宙射线引发的失效率为 $100FIT$ (工作 $10^9 h$, 失效次数为 100 次) 条件下的最高直流电压。

(3) I_{TAVM} : 通态最大平均电流。在规定条件下,通态电流在一个周期内的最大平均值。

(4) I_{TQGM} : 最大可关断电流。器件在承受 $U_{de-link}$ 电压下的最大不重复关断电流。

12.2.2 特性值

IGCT 主要特性值参数有:

(1) U_T : 通态电压。

(2) t_{don} : 开通延迟时间。

(3) t_r : 上升时间。

(4) t_{doff} : 关断延迟时间。

表 2.2-20 及表 2.2-21 是 ABB 公司 5SHY 35L4510 型 IGCT 额定值参数和特性值参数

表 2.2-20 5SHY 35L4510 型 IGCT 额定值

参数名称	符 号	条 件	参数值		单位
			最小值	最大值	
断态重复峰值电压	U_{DRM}	—	—	4500	V
反向重复峰值电压	U_{RRM}	—	—	17	V
失效率为 100FIT 的最大直流电压	$U_{\text{DC-LINK}}$	—	—	2800	V
平均通态电流	$I_{\text{T(AV)}}$	正弦半波, $T_{\text{C}} = 85^{\circ}\text{C}$, 双面冷却	—	1700	A
最大可关断电流	I_{TGQM}	$U_{\text{D}} = 2800\text{V}$, $T_{\text{J}} = 125^{\circ}\text{C}$	—	4000	A
浪涌电流	I_{TSM}	$t_{\text{p}} = 10\text{ms}$, $T_{\text{J}} = 125^{\circ}\text{C}$, 正弦半波。	—	32 000	A
	I^2t	浪涌后, $U_{\text{D}}=U_{\text{R}}=0$		5.1×10^6	A^2s
浪涌电流	I_{TSM}	$t_{\text{p}} = 30\text{ms}$, $T_{\text{J}} = 125^{\circ}\text{C}$, 正弦半波。	—	21 000	A
	I^2t	浪涌后, $U_{\text{D}}=U_{\text{R}}=0$	—	6.27×10^6	A^2s

表 2.2-21 5SHY 35L4510 型 IGCT 特性值

参 数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
断态重复峰值电流	I_{DRM}	$U_{\text{D}}=4500\text{V}$, $T_{\text{J}}=125^{\circ}\text{C}$	—	—	50	mA
通态峰值电压	U_{T}	$I_{\text{T}}=4000\text{A}$, $T_{\text{J}}=125^{\circ}\text{C}$	—	2.35	2.7	V

续表

参 数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
开 通 延 迟 时间	t_{don}	$T_{\text{J}}=125^{\circ}\text{C}$, $I_{\text{T}}=4000\text{A}$	—	—	3.5	μs
上升时间	t_{r}	$U_{\text{D}}=2800\text{V}$	—	—	1	μs
关 断 延 迟 时间	t_{doff}	$T_{\text{J}}=125^{\circ}\text{C}$, $U_{\text{DM}} \leq U_{\text{DRM}}$ $U_{\text{D}}=2800\text{V}$, $I_{\text{TGQ}}=4000\text{A}$	—	—	7	μs
GCT 结壳热阻	R_{thjc}	双面冷却	—	—	8.5	$\text{k}\Omega/\text{kW}$

12.3 应用导则

(1) IGCT 的串联技术。IGCT 的存储时间很短,一般仅 $1\mu\text{s}$ 左右,这使该器件在串联使用时几乎不存在动态均压问题,致使 IGCT 的直接串联成为现实。串联时,一旦 IGCT 失效,其呈短路状态,不影响系统的正常工作,为了保证安全运行的可靠性,IGCT 串联时应降额使用。

(2) IGCT 的驱动。IGCT 是硬驱动的 GTO,这要求门极驱动电路能提供 di/dt 极高的门极脉冲,这样才能保证 IGCT 的性能。IGCT 门极特殊结构导致门极电路中的漏电感非常小,所以 IGCT 能够承受极高门极电流上升率。

(3) IGCT 对其集成的反并联二极管要求很高。为了防止开通过程中过高的 di/dt 损坏二极管,可用串联电感的吸收电路来抑制开通过程中的 di/dt 。

第3章 场控型电力电子器件

场控型电力电子器件是指用电压信号控制工作电流的电力电子器件。它们的共同特点是控制栅极具有高的输入阻抗,因此其所需的控制驱动功率很小,并且在控制电压信号撤除后即会自行关断,是一类高性能的自关断全控型电力电子器件。

功率场效应晶体管(MOSFET)是20世纪70年代末80年代初发展起来的一种全控型电力电子器件,也是最先在电力电子技术中得到广泛应用的功率场控型器件。它除了场控型器件所具有的所需驱动功率小、驱动电路简单等优点外,又由于它是靠多数载流子工作导电(单极型器件),没有少数载流子导电工作所需的存储时间,因而开关时间短,一般为纳秒数量级,工作频率可达500kHz甚至MHz以上。实际上功率MOSFET是目前工作频率最高的电力电子器件,对电力电子技术高频化发展起到了巨大的推进作用。MOSFET的通态电流具有负的温度系数,器件工作时有良好的电流自动调节能力,不易产生局部热点,所以它不会出现功率晶体管(GTR)所具有的二次击穿现象,具有优异的热稳定性和抗干扰特性。

功率MOSFET随着其电压耐量提高,通态电阻也急剧上升,即功率MOSFET的发展遇到了提高电压耐量与降低通态电压(提高电流容量)、降低损耗的尖锐矛盾,限制了功率MOSFET的应用功率等级。

功率双极晶体管(GTR)由于少数载流子参与导电工作,存在开关时间长、工作频率低,且在大电流工作状态时,其电流放大倍数也很低,需较大的基极电流控制器件工作等缺点,但也正是由于少数载流子参与导电工作,工作时器件内存在电导调制效应,使GTR具有低的导通压降、高的工作电流密度,GTR和MOSFET各自存在的优缺点与它们的导电机制有关,且这些优缺点存在互补性。

20世纪80年代初诞生了一种新型的场控型电力电子器件——绝缘栅晶体管(IGBT),它将类似于功率MOSFET的绝缘栅输入结构和低通态电阻的功率GTR结构的优点组合在一起,使得IGBT兼具功率MOSFET电压型驱动,即驱动功率小、开关速度快、工作频率高、功率GTR耐高压和大电流等一系列应用上的优点。自IGBT发明以来,它的综合性能得到了快速发展,其最高耐压已达到6500V,最高硬开关工作频率可达150kHz。IGBT不仅在性能上可以取代功率GTR的应用而且正在向功率MOSFET及可关断晶闸管GTO应用领域发展。同时,IGBT可用集成芯片来实现驱动控制,进而将IGBT芯片、快速二极管芯片、控制和驱动电路、过压保护电路、过流保护电路、过热保护电路、欠压过压保护电路及自诊断电路等封装在同一绝缘外壳内,形成智能化的IGBT模块IPM。它为电力电子设备的高频化、小型化、高可靠性和高性能奠定了器件基础,极大地推动了电力电子技术发展。

1 功率MOSFET

早期的功率MOSFET采用平面结构PMOS,器件的三个电极(源极S,栅极G和漏极D)均置于硅芯片的一个表

面,工作电流方向与芯片表面平行。这种结构功率MOSFET,因其导电沟道局限于芯片的浅表层,通态电阻 $R_{DS(on)}$ 较大,硅芯片面积利用率低。由于这些因素的限制,功率PMOS只能获得低压和小电流性能,导致PMOS仅限于小信号电路中使用,特别是在集成电路中获得非常成功的应用。

20世纪70年代中期,应用于LSIC的垂直导电结构VMOS被移植到功率MOSFET结构中,出现了功率MOSFET领域的VMOS结构。这种结构不仅保持原来平面结构的优点,还由于可制成短沟道,具有高阻漂移区和垂直导电,电极分置硅芯片两侧等特点,从而大幅度提高了器件的电压阻断能力、载流能力和开关速度,使功率MOSFET真正进入了电力电子器件的范围。

1.1 功率MOSFET的结构

功率MOSFET主要有两种基本结构:①通过硅芯片的各向异性腐蚀所形成的V形槽的垂直沟道结构,简称VVMOS;②通过双扩散形成垂直沟道结构,简称VD²MOS, VDMOS或DMOS。目前功率MOSFET绝大多数是采用N沟道增强型结构,这是由于P沟道器件在相同硅片面积下,其通态电阻 $R_{DS(on)}$ 是N型沟道器件的2~3倍。

1.1.1 VVMOS结构

VVMOS结构如图2.3-1所示。VVMOS是三层结构,在N⁺型高掺杂浓度的硅片衬底上通过外延生长方式形成N⁻型高阻漂移区;在N⁻型漂移区上有选择扩散出P型沟道体区;再在P型沟道体区内有选择地扩散N⁺源区。利用各向异性腐蚀技术刻蚀出V形槽,槽底贯穿P型沟道体区。在V形槽的槽壁处形成金属-二氧化硅-半导体系统(MOS结构)。N⁺型和N⁻型区共同组成器件的漏区,N⁺衬底金属化引出制成器件的漏极D。为减小功率MOSFET极间电容,改善器件的动态特性,沟道体区于源极S存在短路点,使得P型沟道体区与N⁺型源区间PN结处于短路零偏置状态。当器件DS间加正向电压时,该电压有漏区于沟道体区间的反偏PN结承受。此时,当在栅极G上(相对于S极)加以适当的正电压时,由于电场静电感应效应,会在沟道体区靠近V形槽壁的表面形成N型反型层,成为沟道源区和漏区的导电沟道,电子流从N⁺源极出发,经过沟道流到N⁻漂移区,然后垂直地流到漏极,改变了PMOS电流沿表面水平流动的缺陷,实现了垂直导电机制,它是功率MOSFET结构上的重大突破,为解决大电流技术难题奠定了基础。

VVMOS漏极安置在硅片衬底上,充分利用硅片面积,提高硅芯片面积利用率,使器件工作时电流实现了垂直传导,获得了较大的电流容量。同时,在器件中间通过外延生长方式设置了低掺杂的N⁻型漂移区,有效提高了器件电压容量,减小栅极电容。通过双重扩散技术可精确控制沟道长度,并非常容易地制成短沟道,使沟道电阻降低。由此可见,VVMOS结构不仅提高器件的电流、电压容量,还提高了器件的工作频率。

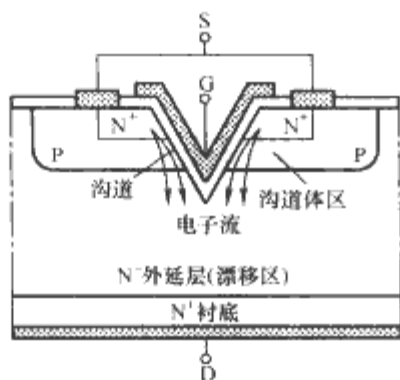


图 2.3-1 VVMOS 结构示意图

1.1.2 VDMOS 结构

VDMOS 结构示意图如图 2.3-2 所示。同 VVMOS 制作工艺类似，VDMOS 在 N^+ 型高掺杂浓度的硅片衬底上通过外延生长方式形成 N^- 型高阻漂移区，在同一扩散窗口进行二次扩散形成 N^+PN^- 结构。这样，对于以 N^+ 扩散区为源区， N^-N^+ 衬底为漏区的电极配置只需在 N^+ 源区与 N^- 漂移区之间的 P 型扩散形成的沟道体区浅表层中感应出导电沟道，即可在漏源极间形成垂直电流。现代功率 VDMOS 一般多采用多晶硅栅结构，它的栅极是通过互连的多晶硅从侧向由铝金属引出。多晶硅材料即可导电也可以像二氧化硅层一样起扩散屏蔽作用，因而可采用“自对准”工艺提高器件的对准精度，使器件性能得到进一步的提高。与 VVMOS 一样，VDMOS 由两次扩散的结深形成沟道部分，其沟道长度可得到精确控制。对现代制作工艺，沟道长度可以做得很短，如 $1\mu m$ 左右。电子流在沟道内沿表面流动，然后垂直地流向漏极。由于漏极从硅片底部引出，所以器件可以高度集成化。在漏源极间施加电压， $P-N$ 结耗尽层主要在 N^- 漂移区侧扩展，不会影响沟道表层性能，可使器件耐压提高。

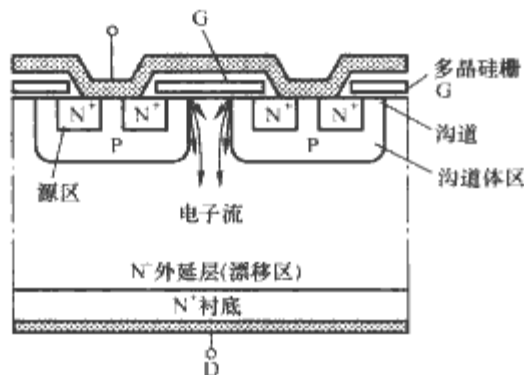


图 2.3-2 VDMOS 结构示意图

VVMOS 和 VDMOS 主要在于功率 MOSFET 的断面结构不同，反映了这种功率器件的主要特征。不过，器件单元的排列方式，即平面结构，也是影响器件性能的一个重要方面，因它直接影响到单位面积芯片的通流能力。根据器件单元排列方式不同，出现了重复单元为四边形的 TMOS 结构，重复单元为正六角形的 HEXFET 结构等一大批结构各异的新器件，极大的提高了器件单元集成度，改善了器件的静态、动态特性。如：Motorola 公司所生产的 TMOS，其单元密度已达每平方英寸十四万个。

1.1.3 VTrench MOS 结构

近年来，为进一步减小 VDMOS 的通态电阻，采用腐蚀挖沟槽的方法将原来的 VDMOS 的“T”字型导电通路缩短为两条垂直型导电通路，彻底去除了两相邻圆弧状 PN 结间的 JFET 的夹紧电阻 R_{JFET} 作用，构成如图 2.3-3 所示的 Trench MOSFET 结构。Trench MOSFET 器件结构主要是通过去除 JFET 的夹紧电阻 R_{JFET} 作用来减小器件的通态电

阻 $R_{DS(on)}$ 。图中的 P^+ 扩散区是为了加强源极短路效果而设的，它可进一步减小源区与沟道体区间 PN 结的结电容，并抑制寄生双极晶体管 (N^+PN^- 部分) 工作。器件耐压越低，JFET 的夹紧电阻 R_{JFET} 在通态电阻中所占比例越大，因此，Trench MOSFET 结构更适用于制造高性能的低压功率 MOSFET。

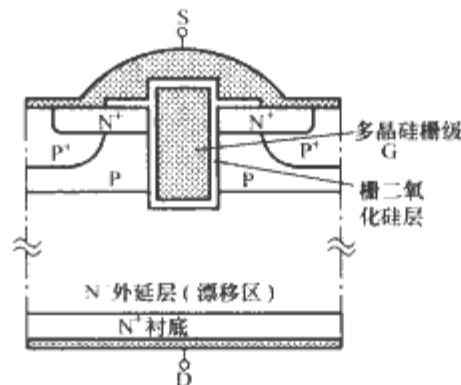


图 2.3-3 VTrench MOS 结构示意图

1.2 功率 MOSFET 的工作特性

1.2.1 通态电阻 $R_{DS(on)}$

当 MOSFET 工作于导通状态时，器件沟道的行为就像一个恒定的电阻 $R_{DS(on)}$ 一样，且该电阻在器件额定电流下基本不随工作电流的变化而变化，即此时 U_{DS} 和 i_D 的变化量成线性关系，可表示为

$$R_{DS(on)} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial i_D} \right|_{U_{GS}=\text{常数}} \quad (2.3-1)$$

通态电阻 $R_{DS(on)}$ 是功率 MOSFET 的一项重要参数，在开关电路中，其数值大小决定了输出幅度和器件的导通损耗。随着器件结构不同，通态电阻 $R_{DS(on)}$ 的组成也有所不同，对 VDMOS， $R_{DS(on)}$ 的主要构成（见图 2.3-4）为：沟道电阻 R_{CH} ，栅漏积累区电阻 R_A ，夹在 P 型区中间的 JFET 夹紧电阻 R_{JFET} ， N^- 高阻漂移区电阻 R_D 及源区 N^+ 层、漏区 N^+ 层电阻及各自电极金属化引出接触电阻与引线电阻之和 R_S 、 R_N 。以上电阻中， R_S 、 R_N 的数值都很小，因此功率 MOSFET 通态电阻 $R_{DS(on)}$ 可近似为

$$R_{DS(on)} = R_{CH} + R_A + R_{JFET} + R_D \quad (2.3-2)$$

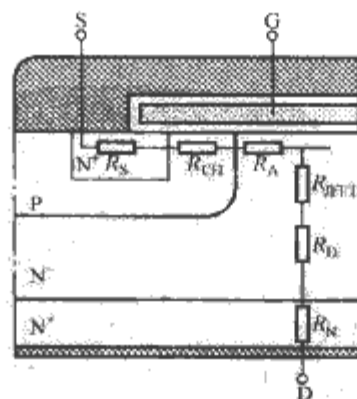


图 2.3-4 VDMOS 通态电阻构成

这些电阻分量大都是直接由结构参数决定，只有沟道电阻 R_{CH} 受栅压的调制。减小沟道电阻仍是一个在结构设计时要考虑的主要问题，各种各样的栅极设计千变万化，其主要目的是为了得到极短而重复性又很高的导电沟道，以获得工作时很小的沟道电阻。

栅漏积累区电阻 R_A 主要取决于栅隔离层的厚度和栅压 U_{GS} 的大小，功率 MOSFET 在大电流工作时，随 i_D 的增

加， U_{DS} 也将增加，引起栅漏积累层厚度变薄，从而 R_A 会增加。

N^- 高阻漂移区电阻 R_D 取决于外延层的厚度和掺杂浓度，功率 MOSFET 通态电阻 $R_{DS(on)}$ 的数值可从低压 MOSFET 的几十兆欧变成高压 MOSFET 的几欧。即 MOSFET 通态电阻会随器件耐压的增加而急剧增加，其主要原因是器件耐压提高，要求 N^- 外延层厚度增加且掺杂浓度减小，当功率 MOSFET 耐压大于 150V 时，通态电阻值主要由漂移区电阻 R_D 决定，可以将高压 MOSFET 的通态电阻表示成器件耐压值 BU_{DS} 的函数，即

$$R_{DS(on)} = 8.3 \times 10^{-7} \frac{BU_{DS}^{2.5}}{A} \quad (\Omega) \quad (2.3-3)$$

式中： A 为 MOSFET 芯片面积， mm^2 。

BU_{DS} 和 $R_{DS(on)}$ 之间的相互制约关系是功率 MOSFET 容量提高的一个主要技术障碍，也是功率 MOSFET 很难获得高耐压器件的原因所在。

功率 MOSFET 的通态电阻是工作结温 T_j 的敏感函数。图 2.3-5 为 Microsemi 公司 500V/75A 功率 MOSFET 的通态电阻 $R_{DS(on)}$ 与结温 T_j 关系曲线图。从图中可看到，当 T_j 从 25℃ 增加到 125℃ 时其 $R_{DS(on)}$ 增加了 2 倍之多。功率 MOSFET 耐压越高， $R_{DS(on)}$ 随 T_j 变化越显著，其本质是漂移电阻 R_D 是 T_j 的敏感函数。通态电阻是温度的敏感函数，且是正电阻温度系数，是功率 MOSFET 相对于其他全控型电力电子器件的优点，它使功率 MOSFET 在工作时具有较好的热稳定性，芯片表面热分布均匀，不会形成局部热点和电流集中现象，从而能有效避免二次击穿发生，器件具有较大的安全工作区 SOA，易于采用多只器件并联应用以提高电流工作容量。

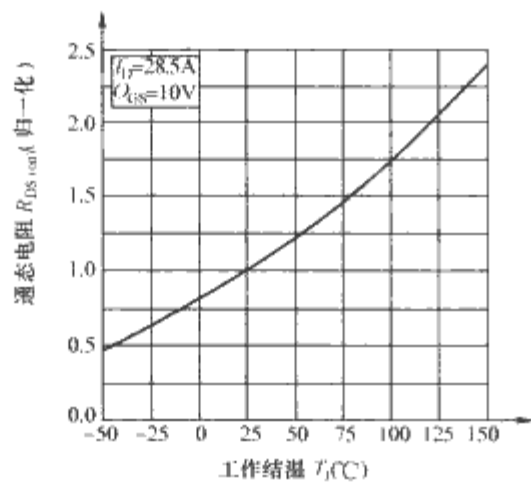


图 2.3-5 Microsemi 公司 500V/75A 功率 MOSFET 通态电阻 $R_{DS(on)}$ 与结温 T_j 关系

1.2.2 极间电容

影响功率 MOSFET 开关性能的一个重要参数是器件三个电极之间的寄生电容，即栅源极电容 C_{gs} ，栅漏极电容 C_{gd} 和漏极电容 C_{ds} ，如图 2.3-6 所示。

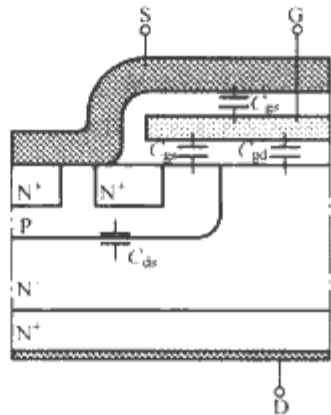


图 2.3-6 VDMOS 极电容

按垂直导电的设计思想，功率 MOSFET 的漏极和源极之间将会隔着两个 PN 结，如果不采取让源电极和 P 沟道体区接触，这两个 PN 结的存在将使功率 MOSFET 的电容严重增大，特别是 C_{ds} 和 C_{gs} 的容量。因此，器件结构中有意识地在源扩散区中设置了短路点，借此短掉一个 PN 结，使相关电容大幅度减小。经过短路处理后，漏源之间出现了一个集成式的 PN 二极管（体内寄生二极管），该二极管为漏极电流提供了一个反向通路，使功率 MOSFET 成为一电流双向开关。值得注意的是此体内二极管一般情况下反向恢复较慢，反向恢复时间长达数微秒，甚至达十微秒以上。因此，在某些如感性负载的逆变电路中，该集成于功率 MOSFET 中的反并联二极管不能够替代常规的快速续流二极管（一般情况下必须在外电路中使用快速续流二极管）。否则，会使功率 MOSFET 的开关应力、开关损耗增加，还可能诱发 MOSFET 体内寄生的 $N^+P N^-$ 晶体管的二次击穿。

功率 MOSFET 寄生电容可分为两类：①与 MOS 结构有关的寄生电容，如 C_{gs} 、 C_{gd} ，它们的电容量大小主要决定于栅极的几何形状和绝缘层的厚度；② C_{ds} ，它主要由 PN 结构成，数值大小主要由沟道面积及相关 PN 结的反偏程度决定。图 2.3-6 中 C_{gs} 由二部分构成：①栅极与源极的金属化层间的电容，它与器件工作电压无关；②栅极与沟道间的电容，它会随 U_{ds} 的大小而发生变化。功率 MOSFET 极间电容的等效电路如图 2.3-7 所示。

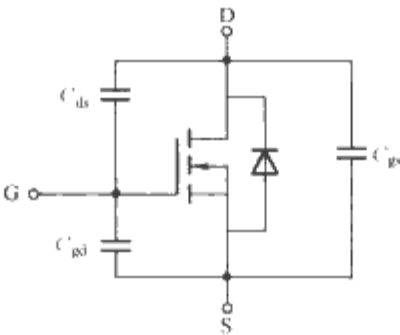


图 2.3-7 VDMOS 极电容等效电路

器件参数表中所给出的共源输入电容 C_{iss} ，共源输出电容 C_{oss} 和反向转移电容 C_{rss} 与极间电容的关系为

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \quad (C_{ds} \text{ 短接}) \quad (2.3-4)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (C_{gs} \text{ 短接}) \quad (2.3-5)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (2.3-6)$$

功率 MOSFET 的寄生电容是非线性的，如图 2.3-8 所示，它们都随漏源极间电压 U_{ds} 的变化而变化。 U_{ds} 值越高，电容越小。这是因为由 MOS 结构形成寄生电容几乎不随电压和温度的变化而变化，但由 PN 结形成的寄生电容则随结上的偏置而变化。当 U_{ds} 值增高时，由于 PN 结空间电荷区宽

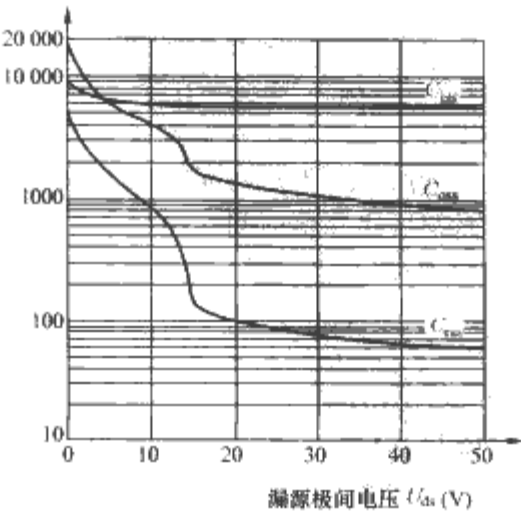


图 2.3-8 VDMOS 极电容与 U_{ds} 的关系

度增加,其结电容减小。

1.2.3 开关动态特性

在电力电子技术领域,功率 MOSFET 主要应用于高频开关电路中。器件的开关动态特性主要由两个因素决定:①栅电极的电位变化速率;②工作载流子渡越漂移区的速度。一般说来第一个因素在开关过程中起主导作用,因此器件极间的电容是影响开关动态特性的关键参数。

1.2.3.1 纯电阻负载开关过程与开关时间

功率 MOSFET 在纯电阻负载下开关测试电路及开关过程的波形如图 2.3-9 所示。 R_L 为负载电阻, R_G 为栅极电阻,包含栅极驱动电路内阻和外加栅极回路串联电阻。根据开关过程的波形图可定义开关时间:

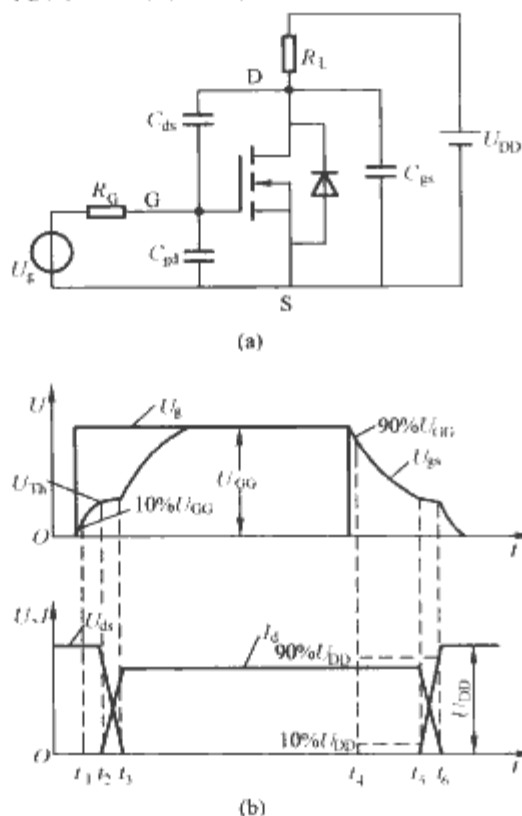


图 2.3-9 功率 MOSFET 纯电阻负载开关特性测试电路及开关过程波形
(a) 测试电路; (b) 开关过程波形

开通时间 t_{on} 定义为栅源极电压 U_{gs} 上升沿幅度为 $10\% U_{GG}$ 时刻开始,到漏源极电压 U_{ds} 下降沿幅度为 $10\% U_{DD}$ 的时刻为止的时间,它又可分为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 和上升时间 t_r 两部分。开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 对应 U_{gs} 上升沿幅度为 $10\% U_{GG}$ 到 U_{ds} 下降沿幅度为 $90\% U_{DD}$ 的时间间隔。在这段时间内,栅极电压已出现,但漏极电流 I_D 尚未出现。当栅源极电压大于开启电压 U_{Th} 时,器件才开始流过漏极电流,于是漏源极电压开始下降。上升时间 t_r 对应 U_{ds} 由 90% 下降到 $10\% U_{DD}$ 的时间间隔。即功率 MOSFET 的开通时间有

$$\begin{aligned} t_{on} &= t_{d(on)} + t_r \\ t_{d(on)} &= t_2 - t_1 \\ t_r &= t_3 - t_2 \end{aligned} \quad (2.3-7)$$

关断时间 t_{off} 的定义与开通时间 t_{on} 的定义类似。关断时间分为延迟时间 $t_{d(off)}$ 和下降时间 t_f 两部分,有

$$\begin{aligned} t_{off} &= t_{d(off)} + t_f \\ t_{d(off)} &= t_6 - t_5 \\ t_f &= t_7 - t_6 \end{aligned} \quad (2.3-8)$$

功率 MOSFET 在开通延迟阶段,器件未导通,漏源电压维持在断态值 U_{DD} 不变。由于此时漏源电压较高,栅源极输入电容 C_{iss} 的对应值较小,对于确定的充电电压 U_{GG} 和栅极驱动电阻 R_G ,充电电流较大,因而这时的栅源电压变化

率 dU_{gs}/dt 较大。 U_{gs} 在此期间随时间按指数规律上升。具体有

$$U_{gs}(t) = U_{GG} \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_1}{C_{iss}R_G}\right) \right] \quad (2.3-9)$$

U_{gs} 在时刻 t_2 上升到开启电压 U_{Th} ,按上式可得到开通延迟时间为

$$t_{d(on)} = C_{iss}R_G \ln\left(1 - \frac{U_{Th}}{U_{GG}}\right) \quad (2.3-10)$$

器件导通之后,随着负载电流的增大,负载电阻 R_L 上的压降升高,漏源电压 U_{ds} 相应地随时间延长而下降。而输入电容 C_{iss} 会随 U_{ds} 的下降而增大。同时, U_{ds} 随时间的迅速下降还将通过电容 C_{gd} (即 C_{rss}) 对栅源极产生一个电流反馈,即产生方向由源极至栅极的位移电流,此电流通过 R_G 会使栅源极电压下降,即在 U_{ds} 随时间下降时, U_{gs} 随时间上升的速率明显减弱而出现一平台。这是功率 MOSFET 开通上升阶段的一明显特征。此阶段,栅源极总的输入电容 C_{in} 可根据密勒定理得到

$$C_{in} = C_{gs} + (1 + g_m R_L) C_{gd} \quad (2.3-11)$$

式中: g_m 为 MOSFET 的跨导。原则上同样可以利用式 (2.3-9) 求出上升时间 t_r ,只是由于 C_{in} 在此期间为复杂函数而有很大困难。

在开通过程即将结束时 U_{ds} 已接近其稳定值,不会因栅源极电压的继续上升而有明显下降,通过电流反馈而使 U_{gs} 下降的效应渐趋消失。因此,栅源极输入电容由 C_{in} 恢复到 C_{iss} ,只是由于此时的 U_{ds} 很小,相应的, C_{iss} 比开通延迟阶段的值要小, U_{gs} 上升速度也相应缓慢,当其达到稳定值 U_{GG} 后,器件即充分导通。

功率 MOSFET 的关断过程是开通过程的逆过程。驱动电压下降至零,器件开始进入关断过程。输入电容开始通过 R_G 放电,而外加漏极电源 U_{DD} 通过负载电阻 R_L 对输出电容 C_{oss} 充电,于是漏源极电压 U_{ds} 开始回升。由于 C_{oss} 是 U_{ds} 的函数,并在 U_{ds} 较低时其值很大,随着 U_{ds} 的增大而迅速减小,因此在关断下降过程开始时期的 U_{ds} 上升较慢,随 U_{ds} 上升,上升速率加快。

功率 MOSFET 由于只靠多数载流子工作,不存在少数载流子的存储效应,也不会出现如双极型功率器件在开关过程中所具有的反向电流及相应的反向恢复过程。开关过程快慢主要取决于器件所具有的寄生电容的大小及它们的充放电速度。同双极型器件相比,功率 MOSFET 的开关时间要短得多,一般在数十至一、二百纳秒间。

1.2.3.2 感性负载时开关损耗

功率 MOSFET 开关特性与其在实际电路中运行条件密切相关。在纯电阻负载下所得到的特性参数并不能推知器件在实际电路中工作时的开关损耗。器件在实际应用时一般工作于感性负载状态,采用感性负载时开关损耗特性参数能更好地满足电路设计。

图 2.3-10 为感性负载时开关损耗测试电路。通过开关过程中流过功率 MOSFET 的电流 $I_{ds}(t)$ 与其上相应漏源极电压 $U_{ds}(t)$ 乘积进行积分即可得到相应的开通损耗 E_{on} 和关断损耗 E_{off} ,开通损耗 E_{on} 包含了测试电路中负载续流快恢复二极管硬恢复引起的反向恢复电流。在实际应用中,电路的续流二极管如直接采用 MOSFET 体内寄生二极管,由于该二极管反向恢复特性差,则实际的开通损耗将增加。

1.2.3.3 栅极电荷特性

功率 MOSFET 的开关时间与期间电容有关,而这些电容都是 U_{ds} 的函数,因而给开关时间的计算及驱动电路的设

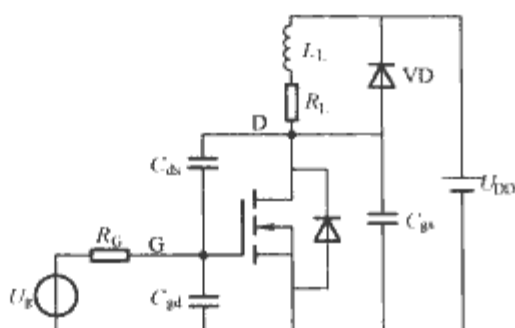


图 2.3-10 感性负载时开关损耗测试电路

计带来了很大的技术困难。通过功率 MOSFET 栅极电荷特性可有效解决此难题。

图 2.3-11 为功率 MOSFET 栅极电荷特性曲线。栅极电荷 Q_g 由三部分组成： Q_{gs} 、 Q_{gd} 和 Q_{gsl} 。开通充电开始，电荷流入栅源极间电容 C_{gs} ，直到漏极电流出现，漏源极电压开始下降为止，此阶段相对应于 MOSFET 开通延迟阶段。在这段时间内 C_{gs} 上积聚的电荷量为 Q_{gs} 。在 U_{ds} 下降期间，即 MOSFET 开通上升阶段， U_{gs} 维持基本不变，但反向转移电容 C_{rss} （即 C_{gd} ）不停地积累电荷，直到功率 MOSFET 饱和导通为止。这段时间中 C_{gd} 上积累地电荷为 Q_{gd} ，此后，随着 U_{gs} 的增高，虽然 C_{gs} 仍在积聚电荷，但大部分电荷仍被 C_{gd} 储存。这段时间栅极上积累的电荷为 Q_{gsl} ，总的栅极电荷 Q_g 等于三者之和。

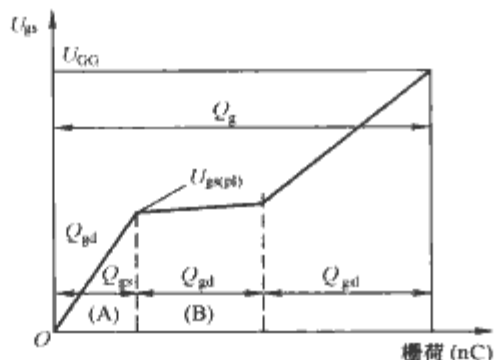


图 2.3-11 功率 MOSFET 栅极电荷特性曲线

功率 MOSFET 栅极电荷特性曲线中平台拐点 $U_{gs(PL)}$ ，与功率 MOSFET 开启电压 U_{th} 直接相关，它还会随着漏极工作电流的增加而增加。栅极电荷 Q_{gd} 会随着工作电压 U_{ds} 的增加而增加。功率 MOSFET 作为一种高输入阻抗的电力电子开关器件，虽然在维持导通和维持关断时并不需要栅源极回路的能量消耗，但是，器件在通、断两个状态间转变时仍存在能量的消耗，因为这种转变过程的实质是极间电容的充电或放电。栅极电荷特性曲线图中的面积 A 表征了功率 MOSFET 每次开通过程中栅源极回路能量损耗，而面积 B 则表征了每次关断过程中的能量损耗大小，利用这一特性曲线，还可得到在给定开关速度要求下所需的栅极电流值。

1.3 功率 MOSFET 安全工作区

为保证功率器件安全、稳定工作，器件所承受的工作电压、工作电流和功率必须有一定的限制。这种限制用 $U_{ds}-I_D$ 平面坐标表示便构成了功率 MOSFET 的安全工作区 SOA。对同一器件，其 SOA 的大小与栅压偏置、冷却条件和工作开关方式都有关。

功率 MOSFET 在开通过程及稳定导通时必须保持栅极正偏，因此正偏安全工作区 FBSOA 是器件处于通态下容许的工作范围；相反，当关断器件时，为提高关断速度和可靠性，需使栅极处于反偏状态，因此反偏安全工作区 FBSOA（也有称开关安全工作区 SSOA）是器件关断时容许的工作范围。

1.3.1 正向偏置安全工作区 FBSOA

图 2.3-12 为功率 MOSFET 的正向偏置安全工作区 FBSOA。它由四条或三条边界线包围而成。它与功率晶体管 GTR 的最大两点区别：一是无二次击穿的约束，这是因为功率 MOSFET 具有电流负温度系数，不存在局部热点和电流集中效应，只要合理设计就可避免二次击穿现象；二是功率 MOSFET 要受到通态电阻的限制，它的通态压降要比 GTR 高得多，不像 GTR 的 FBSOA 那样最大电流限制线一直延伸到纵坐标处。图中也标出了不同工作状态下（直流 DC，不同脉宽脉冲工作）的 FBSOA。

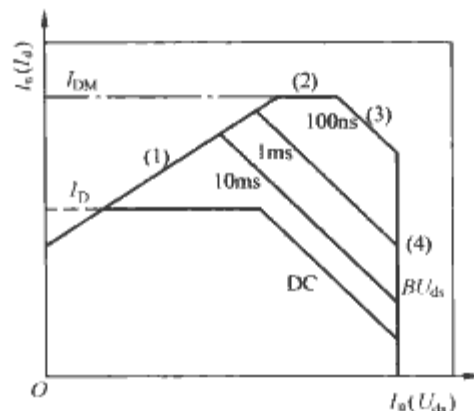


图 2.3-12 功率 MOSFET 的正向偏置安全工作区 FBSOA

(1) 功率 MOSFET 的 FBSOA 由以下限制线组成：

漏源通态电阻限制线。功率 MOSFET 通态时，其器件行为可等效为一值为 $R_{ds(on)}$ 的电阻，因此漏极电流 i_D 与漏源极电压 U_{ds} 必须满足

$$U_{ds} = R_{ds(on)} i_D \quad (2.3-12)$$

(2) 最大漏极电流限制线。直流工作时，电流限制值为器件通态漏极电流 I_D ，脉冲工作时为通态脉冲峰值电流 I_{DM} ，一般功率 MOSFET 的 I_{DM} 为 I_D 的 2~4 倍。

(3) 最大功耗限制线。器件导通时有损耗，它将引起芯片温度升高，可由下式计算得到

$$T_j - T_c = P_d R_{Tjc} \quad (2.3-13)$$

式中： T_c 是管壳温度； R_{Tjc} 是芯片结到管壳间的稳态热阻； P_d 为器件工作时发热损耗。

为使器件安全工作，结温 T_j 必须小于最大允许工作结温 T_{jm} （对功率 MOSFET 一般为 150°C ），因此器件允许的功率损耗必须有一限制值 P_D 。

(4) 最大漏源极电压限制线。当器件 U_{ds} 超过规定值时，漏极电流会急剧上升，器件产生电压击穿，器件工作时 U_{ds} 不能大于其击穿电压 BU_{ds} 。

功率 MOSFET 安全工作区与环境温度有关，因环境温度升高后，器件的 I_D 、 I_{DM} 和 P_D 都会下降。

当 MOSFET 工作于脉冲开关状态时，其安全工作区将增大，即容许的脉冲功率损耗 P_{DP} 将高于直流工作时的功耗 P_D ，其功率增加系数 K_P 为

$$K_P = \frac{P_{DP}}{P_D} = \frac{R_{Tjc}}{Z_{Tjc}(\tau D)} \quad (2.3-14)$$

$$K_P = \frac{Z_{Tjc}}{R_{Tjc}} \quad (2.3-15)$$

式中： $Z_{Tjc}(\tau D)$ 为脉冲工作下 MOSFET 结至壳间的瞬态热阻，其数值与脉宽 τ 和占空比 D 有关。

如图 2.3-13 所示，在重复脉冲工况下（即 $0 < D < 1$ ），对于一定数值的脉宽 τ ， D 值越低，则 K_R 越低，相当于瞬态热阻 Z_{Tjc} 值越低，于是器件脉冲功耗 P_{DP} 值将越高；同理在 D 为恒值情况下，脉宽 τ 越窄， P_{DP} 值也越高。

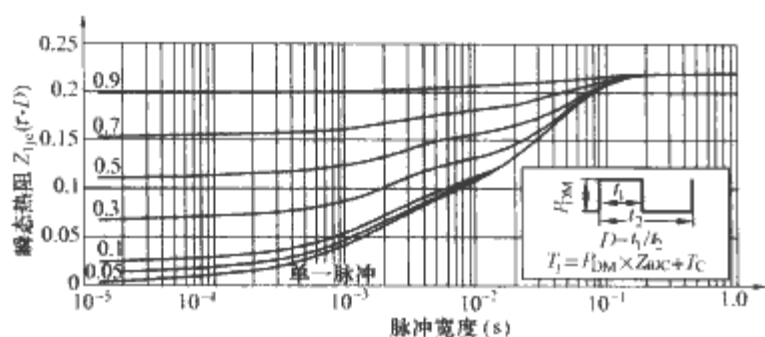


图 2.3-13 功率 MOSFET 热阻曲线

1.3.2 反偏安全工作区 (RBSOA)

为了加快功率 MOSFET 的关断速度，关断时器件栅极一般采取反向偏置，由于 MOSFET 没有热稳定引起的二次击穿现象，其 RBSOA 与栅压 U_{gs} 值无关，因而 MOSFET 的 RBSOA 比功率晶体管 GTR 大，如图 2.3-14 所示。它由最大峰值漏极电流 I_{DM} 、漏源极击穿电压 BU_{ds} 和最高工作结温 T_{JM} 所决定。

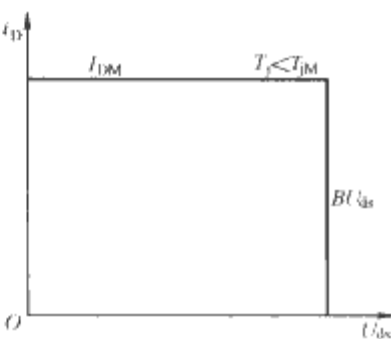


图 2.3-14 功率 MOSFET 反偏安全工作区 (RBSOA)

1.4 MOSFET 栅极驱动

栅极驱动电路起着控制逻辑信号与功率 MOSFET 栅极信号之间的接口作用。功率 MOSFET 的栅极输入端相当于一个容性网络，因而器件处于稳定导通状态或关断状态时并不需要驱动电流，但在器件开关过程中，栅极输入电容 C_{iss} 需充电或放电，此时栅极驱动电路必须提供足够的充放电脉冲电流，器件工作频率越高， C_{iss} 充放电速度要求越快，所需的充放电脉冲电流越大。栅极驱动电路还必须合理选择一定的驱动电压，以保证器件的开关性能。为缩短 MOSFET 的关断时间，也为了提高 MOSFET 断态下工作可靠性，驱动电路最好设计成关断器件时在栅极加入反向偏置电压以迅速释放原来储存在栅极输入电容 C_{iss} 上的电荷。

栅极驱动电路形式多种多样。一种比较简单可靠的驱动方式是用 TTL 器件或 CMOS 器件附加如图 2.3-15 所示少量电路元件构成驱动电路。图 2.3-15 (a) 可提供足够高的栅压使器件充分导通，并保证较高的关断速度，但 R 必须足

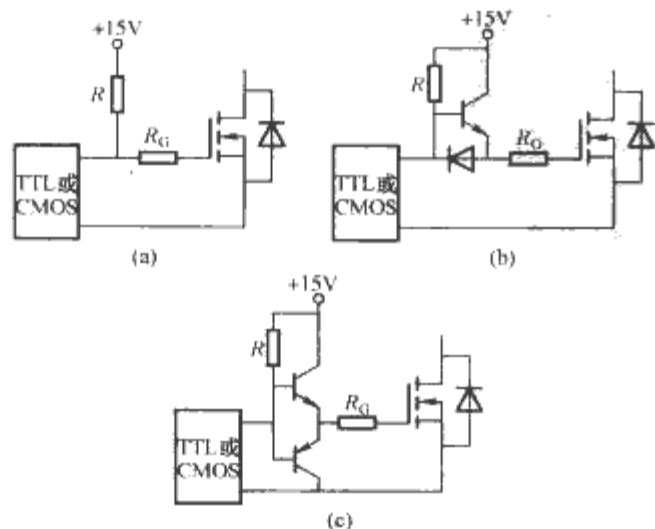


图 2.3-15 TTL 或 CMOS 直接驱动电路

(a) 直接驱动；(b) 单晶体管直接驱动；
(c) 双晶体管推挽式直接驱动

够大，以限制 TTL 或 CMOS 在输入低电平时的吸收电流，因而其开通速度较慢；图 2.3-15 (b) 由于增加了驱动晶体管，减轻了 TTL (CMOS) 信号源的负担，由于晶体管的放大作用，其充电能力提高，开通速度加快；图 2.3-15 (c) 输出级采用推挽式驱动方式，它不但可提高开通速度，同时也提高了关断速度，由于双晶体管作为射极输出器工作，它们不会处于饱和状态，信号传输延迟很小，且输出阻抗也很低。由于互补方式增加了驱动功率，它更适合于高频工作或大功率 MOSFET 的驱动。

栅极驱动回路电阻 R_G (包含串联电阻及驱动电路内阻) 不仅影响 MOSFET 栅极输入电容 C_{iss} 充电速度，同时还直接影响 MOSFET 开关损耗，如图 2.3-16 所示，随着 R_G 的增加，MOSFET 开关时间增加，其开通关断损耗也会增加。但是实际设计驱动电路时，不能为了减小开关损耗而设计过小的 R_G ，因 R_G 减小将会引起功率 MOSFET 开关过程中电流电压应力增加，必须折中考虑。

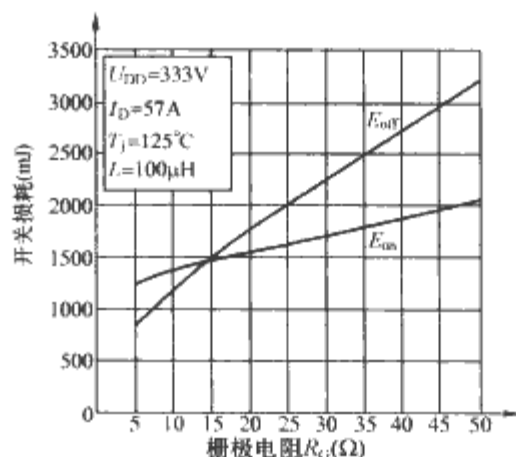


图 2.3-16 开关损耗与栅极驱动电阻关系

当驱动对象是全桥或半桥电路功率 MOSFET，或为了提高控制电路的抗干扰能力，此时需采用带隔离的驱动电路。实现电隔离的方式可以通过磁耦合器件（如变压器）和光耦合器件。磁耦合变压器即可只传输控制信号，也可直接传输驱动脉冲功率，光耦合只能传输控制信号，光耦合器件在采用光耦时必须考虑光耦开关速度对驱动电路的性能影响。如普通低速光耦其传输延迟时间典型值为 $2\mu s$ ，最大值为 $9\mu s$ ，这比 MOSFET 的开关时间高出一个数量级，相反，逻辑门快速光耦器（如 6N137 等），其传输延迟时间典型值为 $48ns$ ，最大值为 $75ns$ 。另一种光耦合器件是光纤，它不仅可高速传输信号，同时，它的隔离效果最好，因无论是变压器还是光耦，其一次侧、二次侧间都存在耦合分布电容，通过耦合分布电容仍存在电联系，尤其是在高频应用场合。

1.5 功率 MOSFET 可靠性

1.5.1 du/dt 引起二次击穿现象

功率 MOSFET 由于具有电流负温度系数，避免了因热反馈效应引起的二次击穿现象。但在实际应用中，当漏源极电压接近雪崩击穿的高电压， U_{ds} 仍以某一 du/dt 值增加时，会发生阻断电压突然下降的现象。此时功率 MOSFET 也出现了二次击穿现象，将引起器件的损坏。

功率 MOSFET du/dt 引起的二次击穿现象其根源是器件内部存在一寄生的 NPN 型晶体管。由图 2.3-2 可看到，功率 MOSFET 结构中寄生了一 N^+PN^- 型晶体管，它的发射极和集电极分别是功率 MOSFET 主器件的源极和漏极，其基区是主器件的沟道体区。虽然沟道体区已与源极短路，但短路总存在一定的电阻 R_b ，该电阻连接于寄生晶体管的

基极—发射极间。考虑功率 MOSFET 极电容和寄生晶体管后, 器件的等效电路如图 2.3-17 所示。

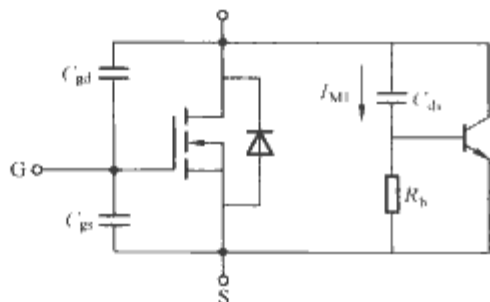


图 2.3-17 功率 MOSFET 等效电路

MOSFET 漏源电压以某一 du/dt 值增加时, 将在电容 C_{ds} 上产生位移电流 I_{M1} , 其值为

$$I_{M1} = C_{ds} \frac{du}{dt} \quad (2.3-16)$$

此电流通过 R_b 进入源极, 若此电流足够大, 以致它在电阻 R_b 上产生的压降足以使寄生晶体管的发射结正向导通, 寄生晶体管即被开通, 主器件漏源间有电流通过。由于此时 U_{ds} 使寄生晶体管集电结反向偏置, 当 U_{ds} 接近集电结雪崩击穿时发生上述 du/dt 引起误开通, 则由发射区注入基区的电子会在集电结的空间电荷区中加入雪崩倍增过程。雪崩过程中产生的空穴倍增电流又经过 R_b 流入发射极, 使基极电位进一步上升, 发射结的注入进一步增大, 加入雪崩倍增过程的电子进一步增多, 由此形成电流正反馈。如果外电路上没有有效的限流措施, 则器件将会因这 du/dt 引起的电流正反馈二次击穿效应而损坏。

功率 MOSFET 在感性负载高频工作状态, 器件关断时存在大的 du/dt 及尖峰电压, 有可能引起二次击穿而损坏器件, 需特别注意电路设计的合理性以减小线路电感, 同时设计驱动电路时应避免使器件过快关断, 在漏源极间设置关断缓冲电路。

1.5.2 静电效应

静电效应是指半导体器件因受静电放电 (ESD) 而失效的一种现象。ESD 是半导体器件性能退化乃至完全失效的主要原因之一。由于功率 MOSFET 具有极高的输入阻抗, 因此在静电较强的场合难以泄放电荷, 很容易引起静电击穿。

ESD 损伤可能使功率 MOSFET 器件短路、开路或参数漂移, 导致器件突发性地完全失效; 也可能使栅氧化层局部熔融或击穿; 也可能使电极镀层局部溶化或蒸发, 以致使器件特性退化, 成为潜在地失效因素。造成这些损伤的机理可能是热效应的, 也可能是电效应的, 它取决于器件在静电放电瞬间对地的绝缘程度。若器件某个电极与地短接, 则放电瞬间有可能产生极强的电流脉冲, 该电流产生的焦耳热有可能使其局部金属电极熔化, 或在芯片中形成热斑诱发二次击穿, 这属于热效应。若器件未接地, 静电源不能通过器件对地放电, 则器件就会接受并存储静电源的转移电荷, 形成过电压, 导致介质击穿, 这属于电效应。

功率 MOSFET 的 ESD 防护措施包括去静电和防止静电积累两个方面。器件应存放于抗静电包装袋、导电材料袋或金属容器中, 不要改变原用铝箔或黑色导电泡沫塑料使栅源极短路的状态。在器件接入实际电路时, 工作台和电烙铁都必须良好接地, 焊接时电烙铁应断电。在不影响电路性能的前提下, 应在栅源极短接电阻或 RC 网络以提高 ESD 过敏电压。

1.6 功率 MOSFET 并联应用

功率 MOSFET 的电流容量一般远不如双极型功率器件

的电流容量高, 且随器件电压耐量 BU_{ds} 的增加而快速下降, 因此在实际应用中常常需要并联使用以增加传导电流或功率开关的能力。功率 MOSFET 具有电流负温度系数 (通态电阻正温度系数), 对电流具有自动调节能力, 具有优越的可并联性, 可以多个器件直接并联, 不需像功率晶体管 GTR 并联使用时那样在发射极负载中串联适当的功率平衡电阻。

功率器件并联工作时, 必须考虑并联器件之间的均流问题, 包括静态均流和动态均流。

静态是指器件开通过程已结束并进入稳定导通时的工作状态。引起功率 MOSFET 并联器件分流不均的主要原因是器件通态电阻 $R_{DS(on)}$ 的分散性。功率 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 在器件管芯温度升高时不是减小而是增大, 即通态电阻有正的温度系数。这个特点不仅可使单个功率 MOSFET 器件避免热引起的二次击穿现象, 也可使并联在一起的多个器件能够实现自动均流。当并联器件中出现分流不均的情况时, 分流较大的器件会因为电流的热效应而有较高的管芯温度, 其流过的电流反过来会因为 $R_{DS(on)}$ 的相应增大而降低。当然, 这种均流机制的本质是通过器件之间温差的形成来调整 $R_{DS(on)}$ 的大小, 使之相等。功率 MOSFET 通态电阻的温度系数并不很大, 在并联器件之间的 $R_{DS(on)}$ 有太大差距时, 这种均流作用不是因为太大的温差难以维持而引起均流效果不佳, 就是造成器件之间管芯温差过大。

与任何功率半导体器件一样, 功率 MOSFET 的许多工作特性都是温度的敏感函数, 为了使并联功率 MOSFET 器件的电路或系统工作稳定可靠, 需要的不是靠悬殊温差维持器件间的高度均流效果, 而恰恰是要求降低由这种自然均流造成的最管芯温度。因此并联工作 MOSFET 器件应选用相同型号, 相同批号的器件以使其通态电阻分散性尽可能小, 并联器件之间应安装在同一散热器上, 使其由紧密的热耦合, 使并联器件间温度差尽可能小。

动态均流是指并联器件在开关过程中均流问题。功率 MOSFET 在动态开关过程中由于缺少足够的有效电流使通态电阻较低的器件得到必要的温升, 因此, 靠 $R_{DS(on)}$ 正温度系数的静态均流机制在并联功率 MOSFET 的动态过程中不起作用。

功率 MOSFET 并联应用时, 导致动态开关过程中电流分配不均的主要原因是并联器件支路阻抗分布不均及器件开关特性分散。

功率器件在开关过程中主电流存在大的电流变换率 di/dt , 尤其是高频应用中的功率 MOSFET。并联器件阻抗除器件本身电阻外, 还包含器件连接中存在的分布感抗。为提高并联器件动态均流特性, 并联功率 MOSFET 器件除静态均流要求的 $R_{DS(on)}$ 尽可能一致外, 器件安装时需尽可能对称靠近安装, 以对每个器件提供一致的电路电抗。

功率 MOSFET 的开关特性主要决定于器件的极间电容及栅极开启电压 U_{th} 。采用同型号、同批号的功率 MOSFET 可使器件极间电容和 U_{th} 分散性减小, 获得较好的动态均流特性。同时, 动态均流还与栅极驱动设计直接相关, 并联器件必须采用同一驱动电路提供各器件的栅极驱动信号。驱动电路至各并联器件栅极的信号线应对称布置, 使其电路电抗尽可能相等, 同时在栅极电路中需各加去耦电阻, 以减小并联器件开关时间的差异性。

2 绝缘栅双极型晶体管 IGBT

绝缘栅双极型晶体管 IGBT 是一种典型的双极 MOS 复合型功率器件, 它是在功率 MOSFET 工艺技术基础上发展

而来的。它将功率 MOSFET 和功率晶体管 GTR 集成于同一芯片中,使得 IGBT 即具有功率 MOSFET 工作开关频率高、输入阻抗较大、热稳定性好以及驱动电路简单等特点,又具有功率晶体管 GTR 的低饱和电压特性及易实现较大电流的能力,是近年来电力电子技术领域中令人注目及发展最快、应用最广的一种功率器件。

IGBT 自 1982 年试制成功迄今,已经过几代更迭,其研究的重点课题是改善通态压降和开关特性间的制约关系。为降低通态压降而采用的主要技术有栅极氧化膜的最佳化、单元尺寸的微细化、单元排列的最佳化、采用新的结构降低通态电阻,为了改善开关特性,尤其是关断特性所采用的主要技术有采用 N^+ 缓冲层结构, P^+ 衬底集电极层的浓度和厚度最佳化以及采用新的寿命控制方法。上述技术的应用,使 IGBT 从第一代进入第二代,其通态压降、关断时下降时间比第一代降低了 30% 以上。日本日立公司采用全自对准技术,使阴极部分的 N^+ 区实现微细化,通态压降降低到原来的 $1/3$,器件擎住电流增加了近四倍。三菱公司引入了阳极发射极短路结构,使 N^- 高阻漂移区储存的电子可由阳极短路点部分排除到外部,大幅度缩短了关断时间,在没有寿命控制的情况下,关断时间下降了近十倍。第三代更进一步引入了微细化工艺来改善 IGBT 的综合特性。第四代采用了沟槽技术以降低饱和压降。第五代产品将实现有选择的寿命控制,综合改善通态压降和开关特性。

IGBT 封装形式主要有塑封单管和底板与主电极相互绝缘的模块两种形式,大功率 IGBT 亦有平板压降式。由于模块封装形式对于设计散热器来说极为方便,且模块外形尺寸和安装尺寸已标准化,芯片间的连线已在模块内部连接,因而与同容量的分立器件相比,具有体积小、质量轻、结构紧凑、可靠性高、外接线简单、互换性好、便于维修和安装、装置的机械设计简单等优点,模块化 IGBT 得到了快速发展。IGBT 生产工艺复杂,要制造大面积(即大电流)的 IGBT 单片,其成品率很低,由于 IGBT 的 MOS 特性使其容易并联,采用模块封装技术容易获得大电流容量的 IGBT 模块。

在 IGBT 功率芯片模块封装的基础上,进一步把快速二极管芯片,控制和驱动电路,过电压、欠电压、过电流、过热保护电路及故障自诊断电路等封装在同一模块内,形成了智能化 IGBT 模块(IPM),IPM 的研制成功,为电力电子变换器的高频化、小型化、高可靠性和高性能奠定了器件基础,极大地推动了电力电子技术的发展。

2.1 IGBT 结构和工作原理

一具有 N 沟道 IGBT 结构如图 2.3-18 (a) 所示,对比图 3.2VDMOS 结构图可知,这两种器件的上半部分是完全相同的,只是在下半部分有明显区别:IGBT 用 P^+ 衬底层取代了 VDMOS 的 N^+ 衬底层,从而使 IGBT 多了一个大面积的 P^+N^- 结。

IGBT 的纵向结构中存在 P^+N^-P 和 N^+PN^- 两个晶体管,这两个晶体管的组合方式与晶闸管相似,但 N^+PN^- 晶体管的基区和发射区被 IGBT 的铝电极(发射极 E)短路,使 N^+PN^- 晶体管在 IGBT 实际工作时不起作用。因此,可以认为 IGBT 是将 N 沟 MOSFET 作为输入级,PNP 晶体管作为输出级的单向达林顿管[见图 2.3-18 (a)]。

当 IGBT 的集电极相对于发射极加负电压时,由于 P^+N^- 结(J1 结)处于反偏状态,因而不管 VDMOS 的沟道体区中有没有形成沟道,电流都不能在集电极与发射极间形

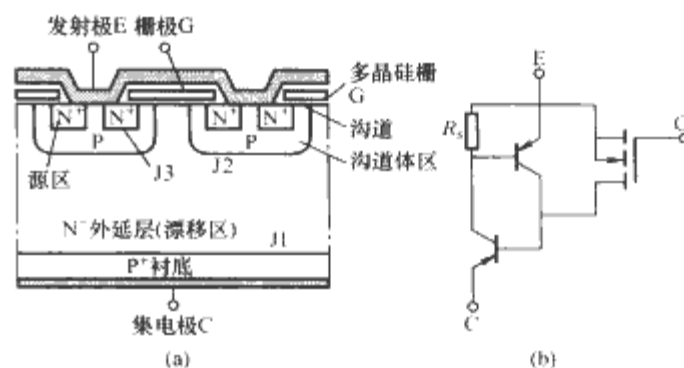


图 2.3-18 IGBT 单元结构及等效电路
(a) 单元结构; (b) 等效电路

成。由此可见,IGBT 由于比 VDMOS 多了一个 J1 结而获得了反向电压阻断能力,反向阻断电压的高低决定于 J1 结的雪崩击穿电压。J1 结的存在,使 IGBT 内部不存在寄生反并二极管,这既是优点也是缺点,主要取决于实际电路对开关速度和电流的要求。对于某些特定应用,可以采用外加快恢复二极管或同一封装内加装一个二极管的方法加以解决。IGBT 的正向阻断电压主要由 PN^- J2 结的雪崩击穿电压决定。因在集电极相对于发射极加正电压而栅极对发射极短路时,J2 结处于反偏状态,而上半部分的 VDMOS 的沟道体区中未能形成导电沟道。

在集电极相对发射极加正电压,且栅极也加正电压并超过栅极下面的 MOS 沟道反型层形成所需的栅极阈值电压时,IGBT 即进入正向导通状态,此时电子由 N^+ 发射区经反型沟道进入 N^- 漂移区(也是 P^+N^-P 晶体管的基区),由于 J1 结处于正偏状态, P^+ 衬底将向 N^- 漂移区注入空穴。随着工作电流增加,注入的空穴浓度就会超过 N^- 漂移区的低掺杂浓度 N_D (即为 N^- 区多数载流子浓度),且可能是大大超过 N_D 。即 IGBT 正向导通工作时, N^- 漂移区发生了电导调制效应,使漂移区的电阻降低,从而使得 IGBT 相对于功率 MOSFET 来说,不但降低了正向导通压降,还大大提高了电流密度,即使是阻断电压额定值很高的器件,其电流密度也能达到很高的水平。

为了关断 IGBT,只需让栅压 $U_{gs}=0$ 就行了,当栅压 U_{gs} 降至零时, P 沟道区表面正对栅极处不能再维持反压状态,因而导电沟道消失,切断了 N^+ 发射区对 N^- 漂移区的电子供给,集电极电流下降,关断过程开始。由于 IGBT 导通时有 P^+ 发射区向 N^- 漂移区注入少数载流子空穴,这些少数载流子在向 J2 结方向扩散的同时,在 N^- 漂移区靠近 J1 结的一定范围内存储起一定的浓度梯度,像任何一种双极型器件一样,其关断过程也不能立即结束,这些少数载流子需要一定的时间通过电子—空穴的复合才能消失,也就是集电极电流需要一定的时间才能逐渐衰减至零,使得 IGBT 关断过程中集电极电流存在一拖尾电流。拖尾电流存在的时间长短与 N^- 漂移区中少子空穴的寿命有关。

2.2 IGBT 的工作特性

2.2.1 静态特性

2.2.1.1 阻断特性

在图 2.3-17 所示的 IGBT 结构,集电极相对于发射极加一负电压时, P^+ 衬底和 N^- 漂移区之间的 J1 结反偏。由于 N^- 漂移区掺杂浓度低,所示 J1 结反偏置的空间电荷区主要向 N^- 区扩展, P^+ 衬底, N^- 漂移区和 P 沟道区构成了一个基极开路的晶体管, N^- 漂移区掺杂浓度和厚度主要取决于器件的耐压等级,要避免器件由于空间电荷区扩展至整个 N^- 漂移区而发生穿通击穿。以上结构也可称为非穿通型

IGBT (NPT 型 IGBT), 要提高器件耐压, 需减小 N^- 漂移区的掺杂浓度和增加其厚度, 而这都会使器件的通态特性变差, 因此, 要根据器件所需的耐压等级来优化设计。

当栅极和发射极短接时, 栅极下的沟道消失, 集电极相对于发射极加一正偏电压时, P 沟道区和 N^- 漂移区之间的 PN 结 J2 处于反偏状态, IGBT 处于正向阻断状态, 与功率 MOSFET 一样, J2 结的空间电荷区在 N^- 漂移区和 P 沟道区中扩展, 需要合理选择控制着 IGBT 开启阈值电压 U_{Th} 的 P 沟道区的掺杂浓度, 以避免 P 沟道区穿通到 N^+ 发射区。

IGBT 应用于如电压型逆变器电路中时, 器件不需要有反向阻断能力 (需一反并二极管以构成具有双向通电流能力), 这时就可在紧靠近集电极 J1 结附近的漂移区中加一定浓度的 N^+ 缓冲层, 形成 PT 型 IGBT 结构, 如图 2.3-19 所示, PT 型 IGBT 可采用更低掺杂浓度的 N^- 漂移区, 由于 N^+ 缓冲层的存在, 使它的穿通击穿电压低于雪崩击穿电压, 在加正向阻断电压发生 N^- 漂移区穿通时不会发生雪崩击穿, 利用此特点可以优化器件的通态特性。在相同耐压条件下, PT 型 IGBT 可选择更小的 N^- 漂移区厚度, 从而减小了器件通态压降。

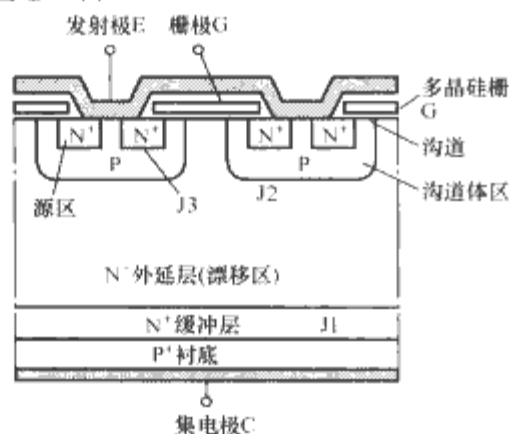


图 2.3-19 PT 型 IGBT 结构示意图

2.2.1.2 伏安特性

当 IGBT 栅极加正电压且超过其开启阈值电压 U_{Th} 时, 在 N^+ 发射区和 N^- 漂移区之间就形成了 MOS 沟道, 可为 P^+N^-P 晶体管提供基极电流, 在集电极-发射极间加正电压时, P^+N^-P 晶体管发射结 J1 会向 N^- 漂移区 (晶体管基区) 注入少数载流子空穴, 注入的少数载流子减少了漂移区电阻率, 同时也降低了器件的通态压降, IGBT 可得到比功率 MOSFET 大得多的工作电流密度。

IGBT 设计时会使 N^+PN^- 晶体管发射极-基极间的短路电阻很小, 因此, 工作时 N^+ 发射区和 P 基区间的 J2 结不会处于正偏状态, N^+PN^- 晶体管对正常工作的 IGBT 特性不起作用, 所以可以从图 2.3-18 (b) 所示的等效电路中将其删除。对 IGBT 通态特性可采用图 2.3-20 所示的等效电路进行分析。图 2.3-20 (a) 所示的等效电路把 IGBT 看成是一个 PIN 二极管和一个功率 MOSFET 串联组合而成, 而图 2.3-20 (b) 所示的等效电路则把 IGBT 看成是一个用 MOS 管驱动的具有长基区的 PNP 晶体管。图 2.3-20 (b) 模型易于分析使用, 且足以可以将多种情况下的 IGBT 静态性进行定量分析。然而这个模型无法解释流入 P 基区 (沟道体区) 的空穴电流分量。因为 P 基区和 N^- 漂移区之间的 J2 结是反偏置, 也就是要求在这个结区的自由载流子浓度为零。这就会引起 IGBT 和 PIN 二极管有不同的边界条件。IGBT 漂移区的电导调制效应等同于集电结附近 PIN 二极管, 可是它弱于 P 基区结附近 PIN 二极管的电导调制效应。

因此以图 2.3-20 (b) 给出的用 MOSFET 驱动双极型 PNP 晶体管结构为基础的模型可以更完整地描述 IGBT 的通态特性。

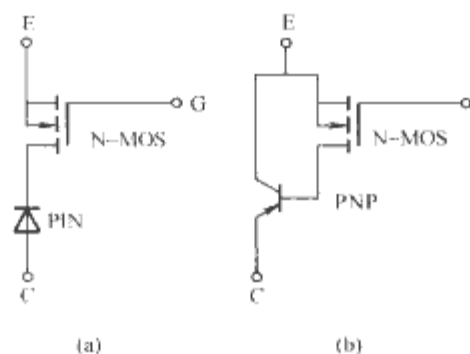


图 2.3-20 IGBT 等效电路模型

(a) 把 IGBT 看成是一个 PIN 二极管和一个功率 MOSFET 串联组合; (b) 把 IGBT 看成是一个用 MOS 管驱动的具有长基区的 PNP 晶体管

IGBT 不同栅压 U_G 下的通态伏安特性如图 2.3-21 所示, 图中曲线, 特别是高栅压时曲线的明显转折特征, 是 IGBT 有别于功率 MOSFET 的特征之一, 是 PIN 二极管的作用结果。由于 J3 结在其电压低于二极管开启电压时不能向 N 基区注入少数载流子空穴, 因而即使在高栅压下集电极电流也很小, 这表明了 IGBT 工作时 J3 结的少数载流子注入对提高器件电流容量起重要作用。当 IGBT 内 MOS 的沟道随着漏源电压增高而发生夹端时, IGBT 的电流出现饱和特性, 它限制了双极型 PNP 晶体管的基极电流输入, IGBT 的 MOS 沟道反偏置了晶体管的集-基结 J2, 并迫使晶体管工作于有源区。

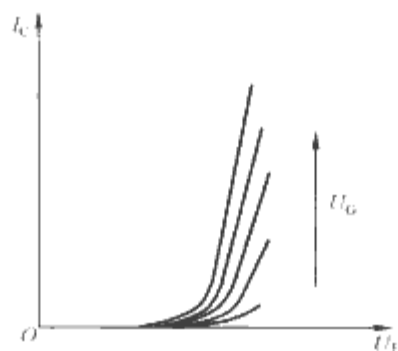


图 2.3-21 IGBT 不同栅压 U_G 下的通态伏安特性

IGBT 静态特性具有:

(1) IGBT 不适合于在要求器件的通态压降低于 PN 结二极管开启电压 (约 0.7V) 的场合下使用, 因为当 J1 结不导通时其电流容量很小。

(2) 当 MOSFET 部分的导电沟道充分开启时, IGBT 的集电极电流主要由 PIN 二极管部分决定, 其通态伏安特性为指数函数, 而功率 MOSFET 和 GTR 皆为线性特征。因此, 在同样的耐压额定值下, 使用 IGBT 比使用 MOSFET 和 GTR 都更容易通过较大的电流, 获得更大的功率输出, 实验事实也证明了该特点。如对于 600V 等级的器件, IGBT 能够承受的最大电流密度一般是功率 MOSFET 的 20 倍左右, 是 GTR 的 5 倍左右。

(3) 由于 IGBT 的集电极电流额定主要受 PIN 二极管限制, 因而击穿电压高的 IGBT 器件电流容量较低。

IGBT 导通时集电极电流为

$$I_c = I_{Mos} + \beta_{np} I_{Mos} \quad (2.3-17)$$

式中: β_{np} 为 PNP 晶体管的电流增益。

IGBT 高耐压要求具有足够宽的 N^- 漂移区厚度, 即 PNP 是一宽基区晶体管, 其电流增益 β_{np} 很小。因此, 尽管

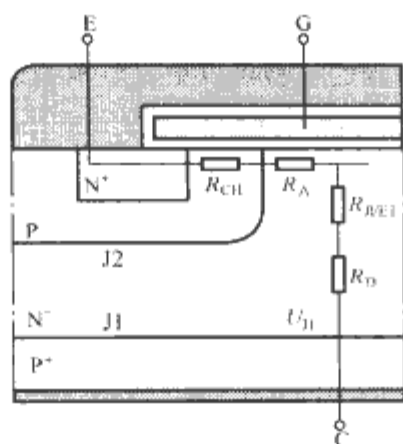


图 2.3-22 IGBT 结构中
通态压降成分

IGBT 可等效为 MOS 驱动 PNP 晶体管的达林顿结构，但流过功率 MOSFET 的电流占据 IGBT 总电流的主要部分。IGBT 导通时压降主要由集电结压降、漂移区压降和 MOSFET 部分压降组成，如图 2.3-22 所示，即 IGBT 通态压降为

$$U_{CE(on)} = U_{J1} + U_D + U_{MOS} \quad (2.3-18)$$

$$U_{MOS} = U_{Ch} + U_A + U_{JFET} \quad (2.3-19)$$

式中： U_{J1} 为集电结压降； U_D 为 N^- 漂移区电阻压降； U_{Ch} 为沟道电阻压降； U_A 为积累层电阻压降； U_{JFET} 为夹在 P 型基区中间结型场效应晶体管 JFET 电阻压降。

当 N^- 漂移区载流子寿命较长时，双极型 PNP 晶体管的电流增益增高，这时流过晶体管的电流要比流过 MOSFET 的电流大，因此，IGBT 中的 MOSFET 部分的压降在总压降中只占很小一部分。若采用寿命控制等技术来提高器件开关速度，则降低了晶体管的电流增益，从而使得 IGBT 导通时大部分电流从 MOSFET 的沟道流过，将会造成 MOSFET 部分的压降增加。在 VDMOS 结构中，栅极处于表面，由于受到微细加工技术水平的限制，很难降低和消除积累层电阻压降 JFET 电阻压降，它们已成为提高 IGBT 器件频率特性，降低通态压降的技术障碍之一，为进一步降低 MOSFET 电流通路上的电阻，第四代 IGBT 采用了特殊的工艺制成沟槽栅结构，如图 2.3-23 所示，它将栅极延伸到 P 基区和 N^- 漂移区形成的结下，从而在 N^+ 发射区和 N^- 漂移区之间形成沟道，这样就彻底消除 JFET 和积累层的电阻。同时由于沟槽结构，IGBT 把 MOS 沟道移到垂直于硅片表面的位置，其原胞尺寸可大幅度减小，原胞封装密度提高，可进一步降低器件的通态压降，也为基开关频率特性的改善创造了新的可能性。

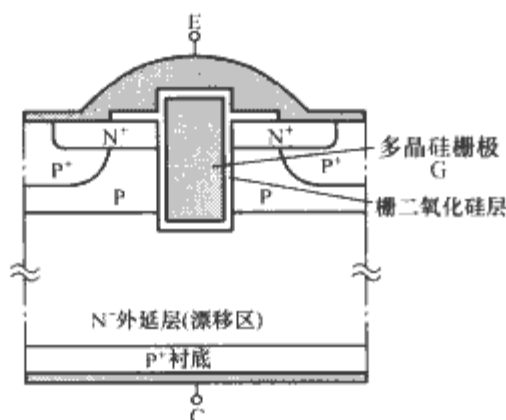
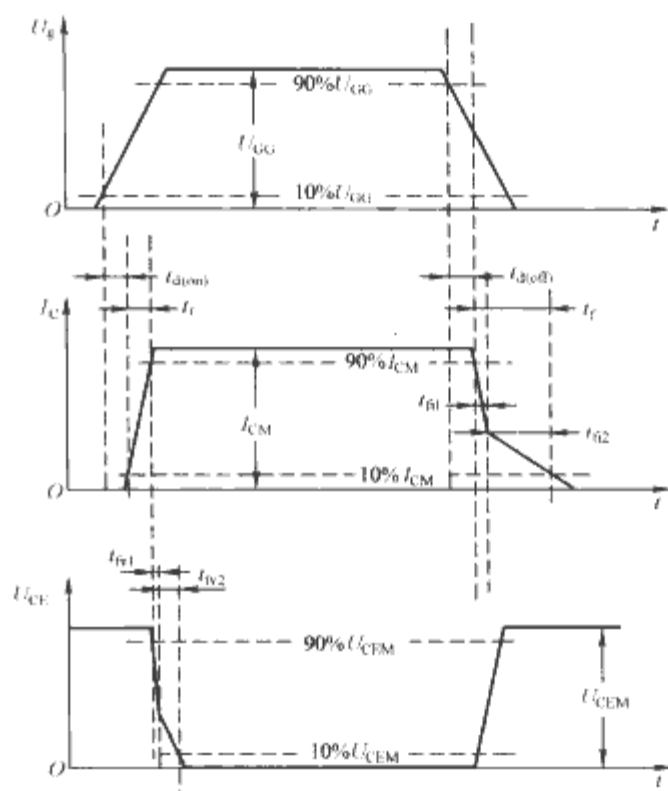


图 2.3-23 沟槽栅结构 IGBT

2.2.2 动态特性

在带有二极管钳位的感性负载电路（例降压变换电路）中运行时，IGBT 开通时的瞬态工作波形如图 2.3-24 所示，其电流、电压波形与功率 MOSFET 开通时的波形相似。这



数载流子。集电极电流缓慢下降,形成 IGBT 关断过程中的尾部电流,为降低通态压降,要求 N^- 漂移区少子寿命高,这会使 t_{f2} 更长,在 t_f 阶段,集电极电压已达到母线电压,因此随着工作频率的升高将会产生明显的功率损耗。IGBT 关断时的尾部电流限制了其工作频率特性。IGBT 的关断下降时间 t_f 可近似表达为

$$t_f = \tau_{HL} \cdot \ln(10a_{pnp}) \quad (2.3-20)$$

$$a_{pnp} = \operatorname{sech}\left(\frac{\ell}{L_a}\right) \quad (2.3-21)$$

式中: a_{pnp} 为 pnp 晶体管电流增益; ℓ 为 N^- 漂移区(基区)有效宽度; L_a 为双极扩散长度; τ_{HL} 为大注入时基区少子寿命。

利用寿命控制技术,可以缩短少子寿命 τ_{HL} 和降低晶体管的电流增益 a_{pnp} ,从而降低了尾部电流幅值和下降时间 t_f ,但这与此同时也降低了 N^- 漂移区内电导调制效应,增加漂移区通态压降,因此,对高速 IGBT,其额定电流必然降低。利用掺金、铂等杂质形成复合中心,可降低少子寿命,也可以采用高能电子辐射的方法来形成复合中心,但这种方法会引起复合中心分布的不均匀,并会使整个芯片的少子寿命降低,影响器件导通特性。另一种控制寿命的方法是质子注入技术,它可以将复合中心放在恒定的深度,因此使控制局部寿命成为可能,它可综合改善器件的通态压降和开关速度这对矛盾。

2.3 NPT 型 IGBT 特性

根据 IGBT 器件集电极—发射极间发生击穿时 PN 结空间电荷区是否穿透了整个 N^- 高阻漂移区,可将 IGBT 分为两大类:空间电荷区穿透了 N^- 漂移区称为穿通型 IGBT (PT 型 IGBT);没有穿透 N^- 漂移区则称之为非穿通型 IGBT (NPT 型 IGBT)。显然,对相同器件耐压要求,NPT 型 IGBT 需要比 PT 型 IGBT 更厚的 N^- 高阻漂移区,使得 PT 型 IGBT 具有更好的通态压降和开关时间综合特性。但 PT 型 IGBT 在向高压发展时遇到了巨大的技术障碍,因为 N^- 高阻漂移区是在厚的 P^+ 衬底上通过外延生长方法而形成的,其所需厚度随器件耐压的提高而迅速增加。例如,耐压 1200V、2000V 的 PT 型 IGBT 所需外延层厚分别在 100 μm 和 200 μm 以上。厚层高阻外延所需技术相当复杂,成本非常高,且随外延层厚度增加,其质量也会受到影响。高压 PT 型 IGBT 生产成本随耐压提高而急剧上升,正成为困扰 PT 型 IGBT 发展的严重问题。

采用同质单晶硅片制成非穿通型 IGBT (NPT 型 IGBT) 可很好地解决上述技术难题,NPT 型 IGBT 结构如图 2.3-25 所示,它完全类似于图 2.3-18 所示的 IGBT 结构,但其制作工艺和各层的参数有本质区别。NPT 型 IGBT 是由低掺杂浓度 N^- 型硅通过扩散形成正面的高浓度 P 型沟道体区

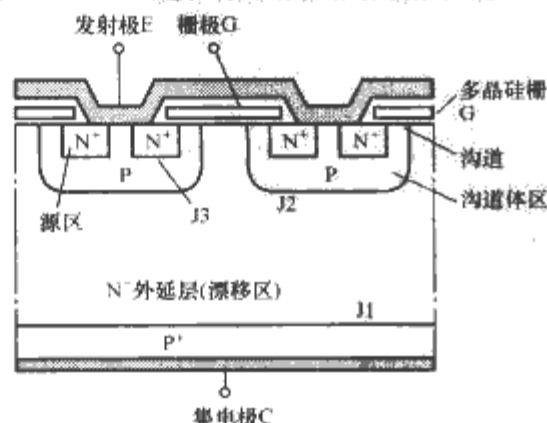


图 2.3-25 NPT 型 IGBT 结构示意图

和 N^+ 型发射区,然后在 N^- 层背面通过离子注入形成浓度不高,厚度较薄(一般小于 10 μm)的 P^+ 型集电区。因此 NPT 型 IGBT 相对于 PT 型 IGBT 在结构工艺上存在的最大的不同是:

(1) NPT 型 IGBT 是在具有优质单晶结构的低掺杂浓度 N^- 型硅片上通过扩散,离子注入工艺完成整个器件制造,没有 PT 型 IGBT 中晶格排列不整,质量欠佳的异型外延层。

(2) NPT 型 IGBT 集电极侧 P^+ 区浓度不高,厚度薄,且各参数都可控制,而 PT 型 IGBT 集电区为高掺杂浓度的 P^+ 形衬底,厚度为 NPT 型的约 60 倍。

NPT 型 IGBT 取消了外延生长工艺, N^- 高阻漂移区厚度不受技术限制,因此它容易实现高压。目前,NPT 型 IGBT 已经可以做到 6500V/600A 水平。不仅如此,NPT 型 IGBT 还能更好地协调器件的开关损耗和通态损耗之间的关系,有更好的热稳定性,宽阔的开关安全工作区等优异性能。

NPT 型 IGBT 所具有的极薄且相对较低的掺杂浓度的 P^+ 型集电区,使 IGBT 中 PNP 晶体管的发射极注入效率降低,该注入效率可通过控制集电区厚度和掺杂浓度得到灵活精确的控制。同时,对相同耐压等级器件,NPT 型 IGBT 相对 PT 型需更厚的 N^- 漂移区(PNP 晶体管的基区),进一步降低了 PNP 晶体管的电流增益,器件工作时集电极电流中通过 PNP 晶体管部分的电流成份减小,所以 NPT 型 IGBT 关断时具有关断时间短、拖尾电流小、关断损耗小等特点。但在 PT 型 IGBT 中则不同,由于不得不采用很厚且高掺杂的 P^+ 衬底,PNP 晶体管的发射极注入效率高,工作时有大量的空穴注入进 N^- 基区,引起关断时拖尾电流大、关断时间长。

NPT 型 IGBT 由于可以通过控制 PNP 晶体的电流增益来改善器件的关断特性,它不需要如 PT 型 IGBT 一样在 N^- 基区中通过电子辐射等引入易随温度变化而变化的复合中心,因此,NPT 型 IGBT 的高温性能稳定优越。

NPT 型 IGBT 较小的 PNP 晶体管电流增益,使器件工作时从 P^+ 集电区注入 N^- 基区的少数载流子空穴较少, N^- 区中的双极电导调制效应减弱,加上 NPT 型需更宽的 N^- 区厚度,其通态压降按理大幅度增加,但 NPT 型 IGBT 在生产工艺过程中由于采用了高精度,微米级线条的生产设备,使器件单位芯片面积集成的元胞数大幅度增加,相当于虽然每个小元胞 IGBT 的等效电阻变大了,但是并联的 IGBT 小元胞数量也增加了,因此由多元胞并联而成的 NPT 型 IGBT 的通态压降相比 PT 型只有略微增加。 N^- 区中的双极电导调制效应减弱, P^+ 集电压注入 N^- 基区的空穴减少,即引入的双极负温度系数成分减少,使得 NPT 型 IGBT 的通态压降具有正的温度系数,为器件并联应用带来方便。

为进一步降低 NPT 型 IGBT 的通态压降,可采用电场截止缓冲层 NPT 型 IGBT (FSNPT 型 IGBT)。如图 2.3-26 所示,它是在 NPT 型 IGBT 的 P^+ 型集电区与 N^- 本底层之间再增加扩散一层比 N^- 本底层浓度略高一些 N 型缓冲层(它借鉴了 PT 型结构,如图 2.3-19 所示,该 N 型缓冲层比 PT 型结构中的 N^+ 缓冲层的浓度要低),该层叫做电场截止缓冲层。但是它没有用 PT 型 IGBT 的外延工艺,而仍采用标准 NPT 型 IGBT 的单晶硅片的扩散及离子注入工艺,因而,FSNPT 型 IGBT 在保持标准 NPT 型 IGBT 的优点的同时,又吸收了 PT 型 IGBT 的 N^- 漂移区层可做得较薄、通态压降较小的最大优点,FSNTP 型 IGBT 可将芯片厚度减

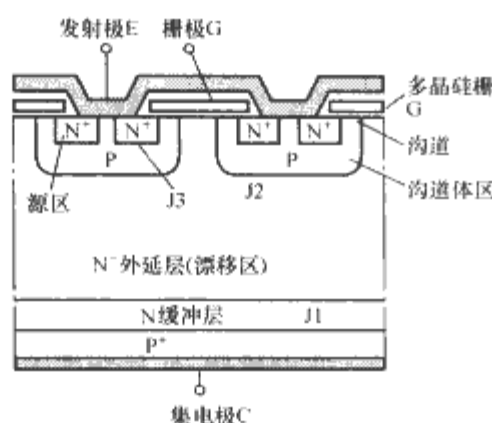


图 2.3-26 FSNPT 型 IGBT 结构示意图

小 1/3，通态压降减小到 2V 以下，并使得开关损耗减小 20%。

2.4 IGBT 的擎住效应和安全工作区

2.4.1 擎住效应

IGBT 的纵向结构中存在 $P^+N^-PN^+$ 层结构（参见图 2.3-18），即体内有一寄生晶闸管存在。其等效电路如图 2.3-27 所示，它由 N^+PN^- 和 P^+N^-P 两个晶体管组成，其中 N^+PN^- 晶体管的基极与发射极间并有一扩展电阻 R_{be} ，在此电阻上 P 型沟道体区中的空穴横向流动会产生一定值的压降，对 N^+PN^- 晶体管的发射结 J3 来说，相当于一正偏置电压，在规定的 IGBT 集电极电流

图 2.3-27 IGBT 等效电路

范围内，这个正偏置电压并不大，因此 N^+PN^- 晶体管不起作用，但当集电极电流大到一定程度时，该正偏置电压足以使 N^+PN^- 晶体管开通，进而会使 N^+PN^- 和 P^+N^-P 双晶体管处于导通状态，寄生晶闸管开通（开通条件为双晶体管电流增益之和大于等于 1）。由于晶闸管电流具有自锁作用，因此一旦寄生晶闸管导通，IGBT 的栅极就失去了对集电极电流的控制作用，这时，IGBT 发生了擎住效应。IGBT 发生擎住效应后，集电极电流增大，造成过多损耗，会导致器件损坏，因此，IGBT 通态电流存在一临界值 I_{CM} ，当 I_C 大于 I_{CM} 时，便会产生自锁定而使器件失控。

上述 IGBT 擎住效应是在 IGBT 稳定导通流过的工作电流过大而引起的，称为静态擎住效应。IGBT 在关断的动态过程中也会产生擎住效应（动态擎住效应）。发生动态擎住所对应的集电极电流比静态时要小。IGBT 关断时，体内 MOSFET 关断十分迅速，集电极电流快速下降，与此同时，集电极—发射极二端电压 U_{ce} 会以某一 du/dt 速度值上升， U_{ce} 主要由 J2 结承受， du/dt 越大，J2 结反向电压建立越快，在结上引起的位移电流 $C_{J2} \cdot du/dt$ 也越大。该位移电流为空穴电流，流过 P 型沟道体区也会使 N^+PN^- 晶体管发射极正偏作用加强，当满足寄生晶闸管开通锁定条件时，发生 IGBT 动态擎住效应。动态擎住效应的发生主要由关断时集电极—发射极两端重加电压 du/dt 决定，此外也受到关断前集电极工作电流及器件工作结温的影响。

为了避免 IGBT 发生擎住效应，设计电路时应保证器件集电极电流不超过所允许的最大工作电流，或者用加大驱动回路中栅极串联电阻 R_G 的方法延长 IGBT 关断时间，减小

重加电压 du/dt 值。

降低寄生晶闸管的双晶体管电流增益就可以阻止晶闸管的锁定。可是如果降低 P^+N^-P 晶体管的电流增益，会使 IGBT 的通态压降增加，因此为阻止寄生晶闸管的锁定，最好的方法是降低 IGBT 的 N^+PN^- 晶体管电流增益。精心设计 P 沟道体区结构和参数可有所抑制寄生晶闸管的锁定，提高 IGBT 发生擎住效应时的工作电流。

2.4.2 安全工作区

安全工作区（SOA）反映了 IGBT 器件同时承受一定电压和电流的能力，如功率 MOSFET，它也有正向偏置安全工作区（FBSOA）和反向偏置安全工作区（RBSOA）。

IGBT 开通时的正向偏置安全工作区（FBSOA）由电流、电压和功耗三条边界线包围而成，如图 2.3-28 所示。最大集电极电流 I_{CM} 是根据避免器件发生动态擎住效应而设定的，最大集电极—发射极电压 U_{CEM} 是由 IGBT 中 P^+N^-P 晶体管的击穿电压确定，最大功耗则有器件最高允许结温决定。器件工作时导通时间越长，发热越严重，安全工作区则越窄，因此直流工作时安全区最小。

IGBT 关断时栅极为零偏或反方向偏置，此时器件安全工作区为反向偏置安全工作区（RBSOA），如图 2.3-29 所示。RBSOA 与 FBSOA 有所不同，RBSOA 随着 IGBT 关断时的 U_{CE} 的重加电压 du/dt 值而改变，重加电压上升率 du/dt 越大，安全工作区越小，因过高的重加 du/dt 会使个 IGBT 开通，产生动态擎住效应。一般通过适当选择栅极驱动电压幅值和串联的栅极电阻大小可控制关断时重加 du/dt 值，避免 IGBT 因 du/dt 过高而产生动态擎住效应。

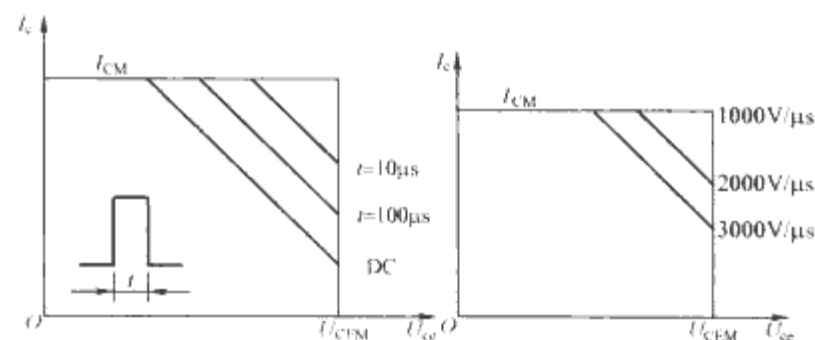


图 2.3-28 IGBT 正向偏置安全工作区 (FBSOA)

图 2.3-29 IGBT 反向偏置安全工作区 (RBSOA)

2.5 IGBT 栅极驱动

IGBT 实际上是采用功率 MOSFET 驱动的晶体管，其栅极特性与 MOSFET 相同。因此，IGBT 驱动电路的结构和供电方式均和 MOSFET 相同，许多集成式驱动电路芯片等即可用于 MOSFET，也可用于 IGBT。

IGBT 的静态和动态特性与栅极驱动条件密切相关。栅极的正偏电压 U_{GE1} ，负偏电压 $-U_{GE1}$ 和栅极电阻 R_G 的大小，对 IGBT 的通态电压，开关时间（开关损耗），承受短路电流能力及开关时 di/dt 、 du/dt 等参数均有不同程度的影响。

IGBT 通态压降会随栅极正偏电压 U_{GE1} 的增加而减小，一般 U_{GE1} 选为 15V 较为合适，在这一点通态电压接近饱和值，是 IGBT 工作的最佳点。同时 U_{GE1} 增加，IGBT 开通时间会减小（开通损耗下降）。因此，栅极正偏电压 U_{GE1} 的增加，对减小器件通态压降和开通损耗有利。但是， U_{GE1} 也不能过高，因 U_{GE1} 增加到一定程度后，对 IGBT 的负载短路能力以及 du/dt 有不利的影响。

栅极驱动负偏置电压 $-U_{GE2}$ 的大小虽然对开关特性影

响不大,但它可提高 IGBT 工作时抗干扰能力,因此,一般要求驱动电路有栅极负偏置,可用 -5V 或更大一些负偏置栅极电压来提高器件抗干扰能力。

门极驱动栅极电阻 R_G 增大时,IGBT 的开通和关断时间均会增加,进而引起开关损耗增加,因此希望栅极电阻 R_G 小。 R_G 变小时,开关过程中 di/dt 及 du/dt 增加,有可能引起器件误导通,发生擎住效应而损坏器件。因此, R_G 的选择应在开关损耗允许的条件下,尽可能加大栅极电阻 R_G ,以保证器件稳定可靠工作。

IGBT 工作时由于短路等引起过流故障时,在栅极驱动电路中实现故障保护是最可靠的故障保护方法之一。当主电路发生负载短路等故障时,IGBT 将从原稳定导通的饱和区进入放大区,集电极流过故障短路电流,由于 IGBT 具有固有的限制故障短路电流能力,其短路电流并不会大幅度增加,但此时集电极-发射极间电压很高,IGBT 承受着很大的功率损耗,短路电流允许持续存在时间由器件最大允许功耗决定。允许短路时间与集电极电源电压、栅极驱动电路正偏置电压 U_{GE1} 和器件工作结温密切相关。栅极正偏置电压 U_{GE1} 增加,短路时流过的短路电流增加,允许短路时间减少,要求故障保护电路具有更快的保护动作响应速度。

针对 IGBT 过电流故障保护,需要有快捷、灵敏、精确的过流故障检测方法。一种好的方法是通过检测集电极-发射极间电压来判断 IGBT 是否出现过流故障,它比检测实际流过器件的过电流要简单易行,因 IGBT 通态压降会随着流过集电极电流的增加而增加。在检测到故障后,必须马上关断器件。在过流关断 IGBT 保护过程中最好采用降栅压慢关断方式。当故障检测到后,先降低栅极驱动电压,可减小故障电流的大小,延长器件允许过流时间。当然,降低栅压只能减低故障电流冲击,不能消除故障电流,当故障电流持续时便需要进一步减低栅压并关断 IGBT。采用上保护程序可使保护电路具有稳定的保护性能。在保护电路中,灵敏度和稳定度是相互矛盾制约的,例如过分灵敏的保护方法常常会混入伪信号和窄脉冲信号,如果保护电路不能准确识别它们,电路的稳定度和准确度反而不佳,而上程序就能屏蔽掉一些短促的或伪短路状态。主电路发生短路故障,即使采用降栅压以抑制流过的短路电流,此时集电极电流仍会比正常工作电流大的多。关断过电流采用正常工作时的关断速度将会引此时集电极电流仍会比正常工作时大得多。关断过电流采用正常工作时的关断速度将会引起非常大的 di/dt ,在主电路分布电感中引起很高的反电动势,使 IGBT 集电极-发射极间产生非常大的尖峰电压。该尖峰电压有可能损坏器件,同时大的尖峰电压,也引起了关断时大的 du/dt 值,也有可能使 IGBT 产生动态擎住效应而关不断器件,最终导致过热损坏。所以在过电流关断时应采用慢关断方式实现关断保护。

2.6 IGBT 功率模块

IGBT 功率模块是将 IGBT 功率芯片及其他半导体芯片(如快恢复二极管芯片等)按一定的电路结构封装在一起。它的电极与模块外壳绝缘,应用时可多个模块放在同一散热器上,以缩小功率半导体整机的体积。模块的安装尺寸和外形尺寸已实现了标准化,它与分立半导体器件相比,具有体积小、质量轻、结构紧凑、外接线简单、可靠性高、装置的机械结构设计简单、便于安装和维修等优点。同时,NPT 型 IGBT 的研制成功,使 IGBT 器件具有通态电压正温度系数,通过芯片并联于同一模块中,很容易实现高电压、大电流 IGBT 模块。目前,已能批量生产一单元、二单元、

四单元和七单元等的各种不同连接的 IGBT 标准模块,为用户应用带来了极大的方便。

IGBT 功率模块的结构如图 2.3-30 所示,在一个功率模块里,数个功率芯片(IGBT 芯片及二极管芯片等)被集成到一共同的铜基板上。模块内的功率器件与其基板相互绝缘。这些芯片的底面被焊接(或粘贴)在一绝缘基片的金属化表面上。该绝缘基片的作用是在保证良好导热性能的同时提供相对于模块基板的电气绝缘,功率芯片的上表面被金属化,它的电气连接采用细的铝制键接线用键接的方式实现。

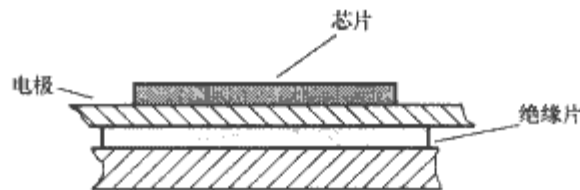


图 2.3-30 IGBT 功率模块的结构

模块外壳基板与功率器件电极绝缘,同时还要利用外壳散热(模块安装在散热器上),因此,要求基板和电极之间的绝缘基片材料不仅具有良好的绝缘性能(绝缘电压有效值不低于 2500V),而且要具有良好的导热性能和耐高温性能($>150^\circ\text{C}$),并有良好的机械性能、热膨胀匹配性能和抗压性能等。目前在功率模块中大多采用直接铜熔接 DCB 绝缘基片,它是采用特殊的工艺,在 Al_2O_3 陶瓷基片的上下表面分别与约 $300\mu\text{m}$ 厚的铜层共熔在一起,然后,对上表面的铜层进行蚀刻以得到模块所需的电路连接。DCB 基片的底部通过焊接固定在模块铜极板上,或通过特殊设计的外壳结构,DCB 基片被直接压装到散热器表面上。一种更好的绝缘基片是采用 AlN 陶瓷材料通过将铜层硬焊接至基片上下表面而制成。它比 DCB 基片具有更小的热阻,更低的热膨胀系数。

功率模块的散热能力是评价模块性能的一个重要指标。由于模块采用绝缘的陶瓷基片和只能单面散热的结构特点,使模块的热阻要比分立式半导体器件的大很多。这将导致在同样功率芯片尺寸和同等外部散热条件下模块电流容量的降低。功率模块热阻的最大一部分是模块内绝缘陶瓷基片。目前通用的 DCB 基片[热导率为 $24\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$]所采用的 Al_2O_3 纯度为 95% ,若采用 99% 高纯度的 Al_2O_3 或 AlN 绝缘基片[热导率为 $150\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$],则可使热阻得到进一步改善。虽然模块底板采用高导热材料——铜[热导率为 $393\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$]组成,但由于其厚度($2.5\sim 4.5\text{mm}$)的关系,它的热阻仍占据了模块热阻的较大部分。采用将大面积的 DCB 基片直接压接在散热器上的封装技术,可彻底消除铜底板以及绝缘基片与底板间焊接引起的热阻,同时也消除了由于焊接时不可避免产生的底板形变,使模块与散热器间的接触热阻更小。

在 IGBT 功率模块的基础上,进一步将控制驱动电路,过压、欠压、过流、过温等保护电路及故障自诊断电路封装在同一绝缘模块外壳内,形成了具有智能化的 IGBT 功率模块(IPM)。IPM 功率模块不仅使用简单方便,同时也大大增强了功率电路系统的可靠性。根据技术分析,绝大部分功率模块的损坏均是由于保护电路保护不及时所造成。IPM 中的每个功率组件都设置有各自独立的驱动电路和各种保护电路,一旦电路发生负载事故等异常情况,模块内部即以最快速度进行保护,同时将保护信号送给外部控制系统进行二次保护,极大地提高了系统的可靠性。

IPM 功率模块根据内部功率电路配置的不同有：内部封装一个 IGBT 的 H 型，内部封装两个 IGBT 的 D 型，内部封装六个 IGBT 的 C 型和内部封装七个 IGBT 的 R 型。小功率的 IPM 使用多层环氧绝缘，中大功率的 IPM 使用陶瓷基片绝缘。IPM 内部功能框图如图 2.3-31 所示。图中所示 IPM 内的 IGBT 功率芯片采用了具有电流传感功能的 Sense IGBT 芯片。

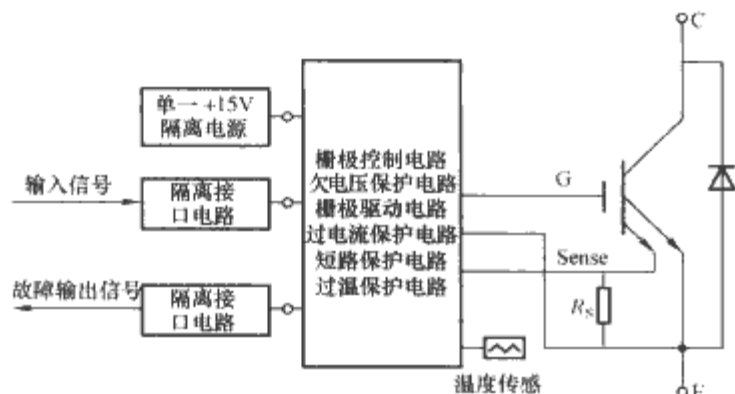


图 2.3-31 智能功率模块 IPM 功能

IGBT 功率芯片是由许多元胞并联而成的，将 IGBT 的 n 个元胞中的一个引出作为传感电流的电极（图中 Sense 电极）。那么流过该 Sense 电极的电流就直接反应了实际工作时的总集电极电流。较小的传感电流流过较大的电流取样电阻 R_s ，即可获得适当幅值的实际工作集电极电流传感信号，且在取样电阻上的损耗又保持很低。采用这种方法进行过流及短路电流检测比通过检测通态压降间接反映电流大小值更快速、准确、可靠，且成本也很低。

IPM 内的保护功能有：

(1) 过电流保护 (OC)。由于 IPM 特有的电流传感检测 IGBT 实际工作电流，当集电极电流超过过电流保护动作

设定值时 ($1.2I_{CM}$ ， I_{CM} 为 IGBT 最大允许脉冲电流) 保护电路动作：先封锁驱动电路的输入信号，使 IGBT 的驱动栅压下降到保护栅压 (约 7V)，同时发出故障警告信号。栅压降低，集电极电流将被抑制在较低的水平。经过一定延迟时间 (典型值 $10\mu s$)，如电流持续超过过流设定值，则对 IGBT 实现慢关断。如果在此时间故障消除，电流回复到动作值下，则驱动电路回复到正常工作状态。

(2) 短路电流保护 (SC)。由 IPM 的电流传感检测实际工作电流，当集电极电流超过短路电流保护动作设定值时 ($1.5I_{CM}$)，短路电流保护电路动作，其过程与过电流保护相同，但动作时间更短。

(3) 过温保护 (OT)。IPM 模块内在靠近功率芯片的绝缘基片上装有温度传感器，能准确测量功率芯片底板温度，与传统的测量外部散热器温度相比，能更准确快速反应功率芯片工作结温。当温度超过设定值时，过温保护电路动作，封锁驱动电路的输入信号，发出故障警告信号，对 IGBT 实现慢关断，直至芯片底板温度降到设定值以下才解除栅极封锁，恢复正常工作。为了避免保护动作频繁来回切换，动作值设有回差。

(4) 欠电压保护 (UV)。IPM 的欠电压保护电路实时监测外部提供的驱动控制电源电压，以防止因栅压不足引起 IGBT 导通时退出饱和区。因各种原因，当电源电压欠电压时间超过允许时间时 (典型值 $10\mu s$)，欠电压保护电路动作，封锁驱动电路的输入信号，发出故障警告信号，对 IGBT 实现慢关断。为恢复正常运行状态，电源电压必须大于欠电压复位阈值。在控制电源上电和掉电期间，欠电压保护电路都有可能起作用，这属于正常现象，电路系统控制须考虑故障输出信号的脉冲宽度以辨真伪。

第4章 电力电子专用控制集成电路、微控制器和系统芯片(SOC)

现代集成电路技术与电力电子技术的紧密结合促进了电力电子技术的发展与变革。各种类型高性能集成电路的开发与应用为电力电子系统性能的提高,体积、质量的减小和功能的增强与完善提供了巨大的空间和有力的技术支持。无论是分立电力电子器件的应用,还是各种现代化电源的设计构成,都离不开各种专用集成电路的支持。微处理器的发展与应用更是促进了智能化电力电子系统的发展,并为今后具有更强功能和更高智能水平的系统功率芯片的发展奠定了基础。本章将对电力电子专用控制集成电路以及微控制器和系统芯片(SOC)在电力电子技术中的应用作一简单介绍。

1 电力电子器件驱动与保护集成电路

电力电子器件的驱动电路是电力电子主电路与控制电路之间的接口,是电力电子装置的重要环节。性能良好的驱动电路,可使电力电子器件工作在较理想的开关状态,缩短开关时间,减小开关损耗,对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要的意义。保护电路与驱动电路一样,都是电力电子电路不可缺少的部分。对于不同的开关器件,其安全工作区和开关特性都是不同的。设计时必须考虑这些因素,根据其特性设计相应的保护电路。

1.1 晶闸管的触发和保护电路

晶闸管可以工作在高电压、大电流的条件下,具有耐压高、容量大等特点,被广泛应用于电力电子和各种电子线路中。

应用晶闸管时,在阳极加上正向电压的同时必须在门极与阴极之间加上触发电压,才能使晶闸管从阻断变为导通。提供这个触发电压的电路称为晶闸管的触发电路。晶闸管的型号很多,其应用电路种类也很多,对触发信号都会有不同的要求,但是归纳起来主要有移相触发、过零触发和脉冲列调制触发等几种类型。

在触发电路中,必须保证触发脉冲与主回路电源电压同步,触发脉冲的移相范围应满足变流装置要求。此外,触发电路还有其他一些功能,例如保证控制电路与主电路之间有可靠的电隔离;具有较强的抗干扰性和良好的温度特性,以保证电路工作的可靠性。

1.1.1 单结晶体管触发电路

由单结晶体管构成的触发电路,具有简单可靠、抗干扰能力强、温度补偿性能好、脉冲前沿陡等优点,在小容量的晶闸管装置中得到了广泛应用。该触发电路由同步电源、移相、脉冲形成部分组成,常见电路如图2.4-1所示。

触发电路中同步电源电压由变压器TB获得,而同步变压器与主电路接至同一电源,故同步电压与主电压同相位、同频率,该电路通过保证每周期触发电路送出第一个脉冲距离过零的时刻(控制角 α)一致从而实现同步。改变 R_c ,可以改变单结晶体管充电到峰值电压的时间,即改变控制角 α ,从而实现移相。

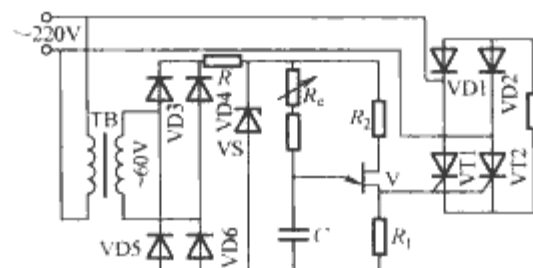


图 2.4-1 单结晶体管的触发电路

1.1.2 集成化晶闸管触发电路

相比较而言,分立元件的触发电路较为繁琐,调整测试较为复杂。随着集成技术的发展,已有许多的集成触发电路,将同步信号、脉冲移相、脉冲形成等触发电路的主要环节集成至同一集成块。集成化的晶闸管触发电路具有安装调试方便、体积小、功耗低、温漂小、移相范围宽及线性度好、性能稳定可靠等优点。

常用的晶闸管集成触发器有单路脉冲触发器 KJ001 (KC01), 双路脉冲触发器 KJ004 (KC004)、KJ009 (KC09), 六路脉冲输出触发器 KJ041 (KC41), 单片晶闸管移相触发器集成电路 TC785 (KJ785)、TC787 (KJ787) 等,可分别适用于各类相控变流电路系统。

1.1.3 晶闸管的保护与容量扩展

在电力电子电路中除了选择合适的器件参数、设计良好的驱动电路外,采用合适的过电压保护、过电流保护以及 du/dt 和 di/dt 的限制也是必要的。

1.1.3.1 过电压保护

电力电子装置中可能发生的过电压分为外因过电压和内因过电压两类。外因过电压主要来自雷击和系统的操作过程等外部原因,内因过电压则主要来自电力电子装置内部器件的开关过程。图2.4-2给出了各种过电压保护措施及其配置位置,其中F为避雷器,D为变压器静电屏蔽层,C为静电感应过电压抑制电容,RC1是阀侧过电压抑制用RC电路,RC2是阀侧过电压抑制用反向阻断RC电路,RV是压敏电阻,RC3是阀器件换相过电压抑制RC电路,RC4是直流侧RC抑制电路,RCD是阀器件关断过电压抑制RCD电路。各电力电子装置可视具体情况只采用其中的几种。

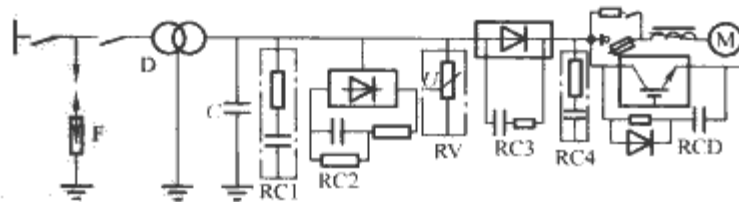


图 2.4-2 过电压保护措施及其配置位置

1.1.3.2 过电流保护

过电流分为过载和短路两种情况。图2.4-3给出了各种过电流保护措施及其配置位置,其中快速熔断器、过电流继电器是较为常用的措施。对一些易发生短路的晶闸管设备,或者工作频率较高,很难采用快速熔断器保护的全控型器件,需要采用电子电路进行过电流保护。

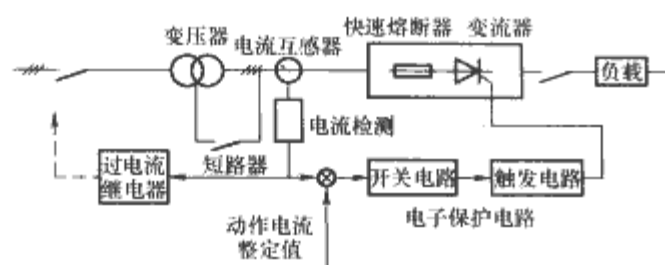


图 2.4-3 过电流保护措施及其配置位置

1.1.3.3 晶闸管的串并联

(1) 晶闸管串联。当晶闸管额定电压小于要求时，可以将若干个串联起来使用，但因静态伏安特性的离散性，各器件分压不等，易失去控制作用，所以应采取均压措施。静态时选用参数和特性尽量一致的器件，采用电阻均压；动态时选取选择动态参数和特性尽量一致的器件，用 RC 并联支路作动态均压。

(2) 晶闸管并联。采用多个晶闸管并联可以承担更大的电流，但同样需采取一些均流的措施：挑选特性尽量一致的器件，采用均流电抗器，用门极强脉冲触发也有助于动态均流。当同时串联和并联晶闸管时，通常采用先串后并的方法连接。

1.1.4 典型晶闸管触发集成电路

TCA785 是德国西门子 (Siemens) 公司开发的第三代晶闸管单片移相触发集成电路。其典型应用如图 2.4-4 所示。220V 的交流电压经双向晶闸管 VTH 加到负载上，控制双向晶闸管 VTH 的触发角就可控制负载 L 上的交流电压大小。220V 交流电源经电阻 R_S (220k Ω) 和二极管 (BAY61) 取得同步信号送入 TCA785 的 5 脚用于同步控制。6 脚通过电阻 R_1 (10k Ω) 接于电源，使 TCA785 处于解除封锁状态。双向晶闸管 VTH 的触发脉冲由 14、15 脚输出，经二极管和电阻 R_2 (150 Ω) 送入双向晶闸管 VTH 门极，使双向晶闸管 VTH 每 180° 被触发导通一次。TCA 785 的控制电压由电位器 R_i (10k Ω) 经电阻 R_3 (2.2k Ω) 送入 11 脚，调节电位器改变 11 脚上的控制电压，使 TCA785 集成触发器输出脉冲的触发角 α 在 0°~180° 内变化，使负载 HL 上的交流电压在 0~220V 之间调节。

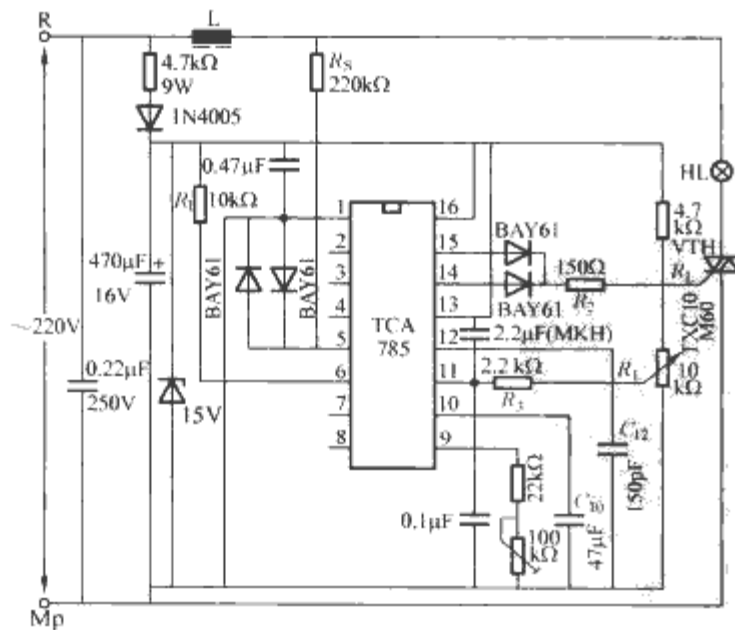


图 2.4-4 单相晶闸管交流调压电路

1.2 可关断晶体管 (GTO) 的门极控制和过电流保护电路

1.2.1 GTO 的门极控制电路

GTO 的特性与 SCR 相似，但也有其特殊性：①门极负脉冲可以使其关断，但使其关断的门极反向电流较大；②

GTO 的通态管压降较大，一般为 2~3V；③GTO 分为能承受反压和不能承受反压两种，使用时需加以特别注意。

1.2.2 GTO 的保护电路

GTO 主要应用于大容量的斩波器、逆变器及开关电路中，其中最重要的问题就是过电流保护，包括过载与短路两种情况。当 GTO 出现过电流时，其正向管压降与关断时的存储时间将随电流值呈近似线性的变化关系，可利用对这些参数状态的识别来实现对 GTO 的保护。

1.2.3 典型 GTO 驱动和保护集成电路

下面介绍专为 GTO 门极驱动而设计的 HL301A 厚膜集成电路的典型应用。

图 2.4-5 为 HL301A 构成的 GTO 门极驱动器典型应用电路。图中光耦 HIILT 及隔离变压器 MB 是为实现输入输出间的电隔离，输入信号经高速光耦 HIILT 隔离后输入 HL301A 的 1、2 端，HL301A 的 14、4、18 脚输出分别驱动 V1、V2 和 V3 三组 MOSFET 管，这三组晶体管分别给出正强触发、正平顶脉冲和负关断脉冲送至被驱动 GTO 的门极。

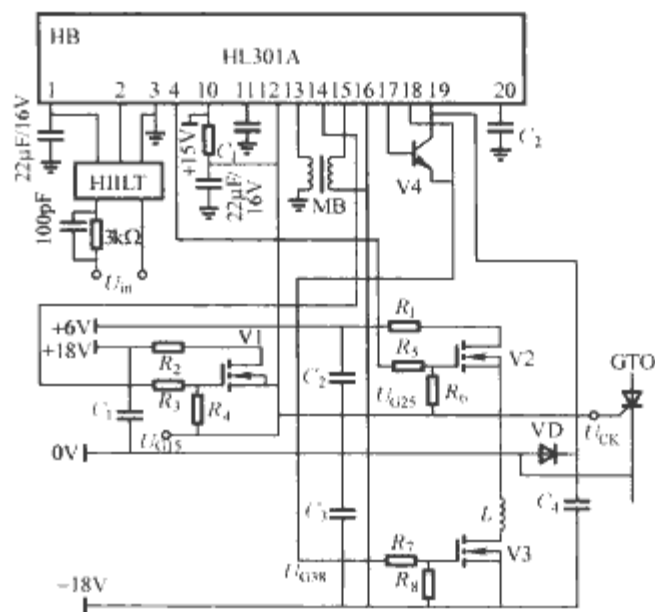


图 2.4-5 HL301A 构成 GTO 门极驱动器典型应用电路

1.3 电力晶体管 (GTR) 的驱动和保护电路

1.3.1 GTR 驱动电路

GTR 基极驱动电路的作用是放大控制电路输出的控制信号，以保证 GTR 可靠地导通和关断。驱动电路提供合适的正反向电流以保证 GTR 可靠导通与关断，实现主电路与控制电路的隔离并具有适当的自动保护功能。典型 GTR 双电源驱动电路如图 2.4-6 所示，驱动电路与 GTR (VT6) 直接耦合，控制电路则用光耦实现隔离。

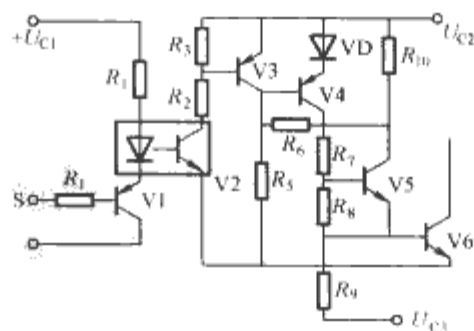


图 2.4-6 典型 GTR 双电源驱动电路

1.3.2 GTR 保护与缓冲电路

GTR 作为一种大功率电力器件，常用于大电流高电压的场合。为了使 GTR 组成的系统安全可靠地运行，必须采取有效措施实施保护。

制集成电路所必备的,它一方面给内部的电路模块提供相对稳定的供电电压和偏置电压,另一方面又作为外部基准参考电压输出。电压基准的输出必须经过一个由功率管、运放和电阻分压网络组成的调整模块变换到所需要的电平,具有一定的带负载能力。基准核心部分普遍是带隙基准,因为它结构简单,精度较高,是目前比较通用的。

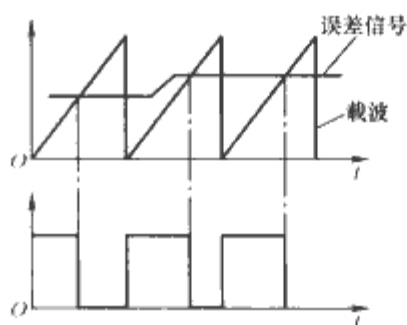


图 2.4-10 PWM 波形

(2) 三角波发生器。PWM 控制的基本波形图如图 2.4-10 所示,这里误差信号是误差放大器的输出信号,载波信号可以是锯齿波、三角波,或其他波形,方波的占空比受它们的控制,进而控制开关管的开通时间。

对于电压控制型电路,三角波由振荡器产生。对于电流型控制电路,三角波是通过功率开关管中的电流脉冲在采样电阻上产生的电压幅值得到的,电路逐个地检测和调节电流脉冲,控制电源输出。这样输入电压的变化立即引起电感电流的变化,该变化立即反应到电流控制回路而被抑制,可以达到较高的线性调整率。

(3) 脉宽调制电路。脉宽调制电路将误差信号转换成 PWM 脉冲的占空比,不同的控制模式有着不同的转换方式。核心部分除了比较器外,还有包括触发器、与或门等在内的数字控制部分。电压模式中常采用振荡器产生的锯齿波同误差信号进行比较,峰值电流模式控制中,采用误差信号同电感电流瞬时值比较。

(4) 检测与误差放大电路。误差放大器是差动输入的放大器,其功能是保证闭环反馈系统的动态调节精度,它是控制芯片的一个关键模块,性能要求较高。应用于 PWM 芯片的误差放大器将从系统输出端检测到的反馈信号与参考电压进行比较,将差值放大输出供后级比较器使用。

(5) 驱动电路。驱动电路是控制电路和主电路的接口,同开关电源的可靠性、效率等性能密切相关。驱动电路的基本任务是将控制电路发出的信号转换为加在电力电子器件控制端和公共端之间,可以使其开通或关断的信号。同时驱动电路还具有电气隔离及电力电子器件的保护等功能。

(6) 保护电路。控制芯片除了通过闭环控制调节所需的电压外,还应包含保护电路,以保证开关电源在正常和非正常情况下的可靠性。对于精密的电子设备和服务器之类的供电系统,电源是否可靠十分重要,所以保护电路的优劣将直接影响到系统的性能。保护电路具备自身保护和负载保护两方面的功能,自保护功能包括:输入过电压、输入欠电压、系统过热、过电流等;负载保护功能有:输出过电压、输出欠电压。

2.1.2 控制原理

集成 PWM 控制器可以分为电压模式控制器和电流模式控制器,电流模式又可以分为峰值电流模式、平均电流模式和电荷模式。在电压模式控制中,仅有一个电压反馈控制环;而电流模式控制系统中,除电压反馈控制外,还存在电流控制内环,属双环控制,改善了系统的瞬态响应特性和稳定性,因而得到更广泛的应用。

2.1.2.1 电压控制型

电压控制型的 PWM 开关电源原理图如图 2.4-11 所示,

属于单环控制。它的工作过程是输出电压经采样电路采样后得到反馈电压 U_f ,它与参考基准电压比较得到误差电压 U_e ,再将 U_e 与锯齿载波比较形成 PWM 波形,经锁存器后输出 PWM 控制方波,控制电子开关的开通与关断,以此达到稳定输出电压的目的。

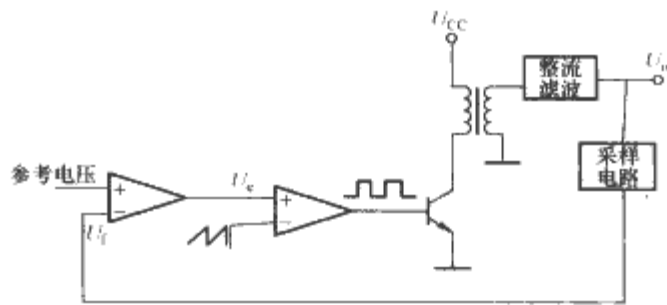


图 2.4-11 电压控制型的 PWM 开关电源原理图

实际的应用中,输入直流电压经常波动,这种变化必须首先转化为输出电压的变化,然后再经过反馈环采样控制调节。因此,输出电压幅值波动大,谐波分量大,动态响应较慢。它的优点是电路结构简单,是出现比较早的一种控制方式。

2.1.2.2 电流控制型

在 20 世纪 70 年代末期开始出现了电流模式控制,它的优点包括扩大了稳定域,使系统具有较强的稳定性;采用逐个脉冲控制,系统动态响应快,对输入电压扰动的抵抗能力有所提高;同时,具有快速限制电流的能力。

图 2.4-12 所示为峰值电流模式控制原理图,它既保留了电压控制型中输出电压反馈控制部分,又增加了一个电流反馈环节。其工作原理是:恒频时钟脉冲置位锁存器输出高电平信号,驱动功率开关管导通,随着功率开关管中的电流脉冲逐步增大,当电流在采样电阻 R_s 上的电压幅值 U_s 达到 U_e 电平时,脉冲比较器翻转,锁存器复位,驱动信号变为低电平,功率开关管关断,电路逐个地检测和调节电流脉冲,控制电源输出。

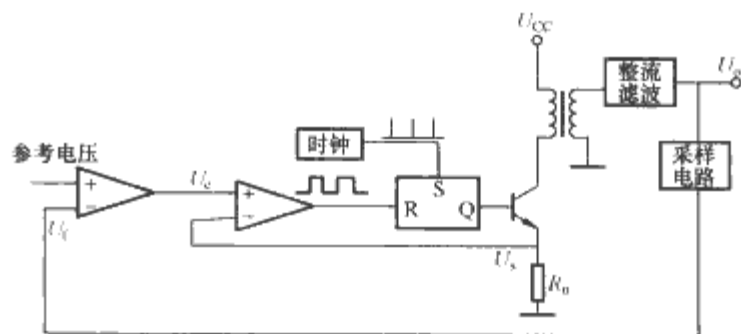


图 2.4-12 峰值电流模式控制原理图

2.2 典型 PWM 控制集成电路

2.2.1 单相 PWM 控制器

2.2.1.1 DC-DC 变换控制器

(1) 电流模式 PWM 控制器。UCC38C4x 系列 BiCMOS 低功耗电流模式控制器,包括 UCC38C40/1/2/3/4/5 六种型号,由美国德州仪器公司在 2003 年推出。

UCC28C4x 和 UCC38C4x 系列是与目前广泛应用的 UC384x 和 UC384xA 系列 Bipolar 电流模式 PWM 控制器完全兼容的增强版本。UCC38C4x 系列与早期型号相比,效率和性能都得到了提高,具有更低的工作电压,更快的工作速度,更低的起动电流和工作电流。

图 2.4-13 为由 UCC38C44 控制的典型离线式反激变压器。

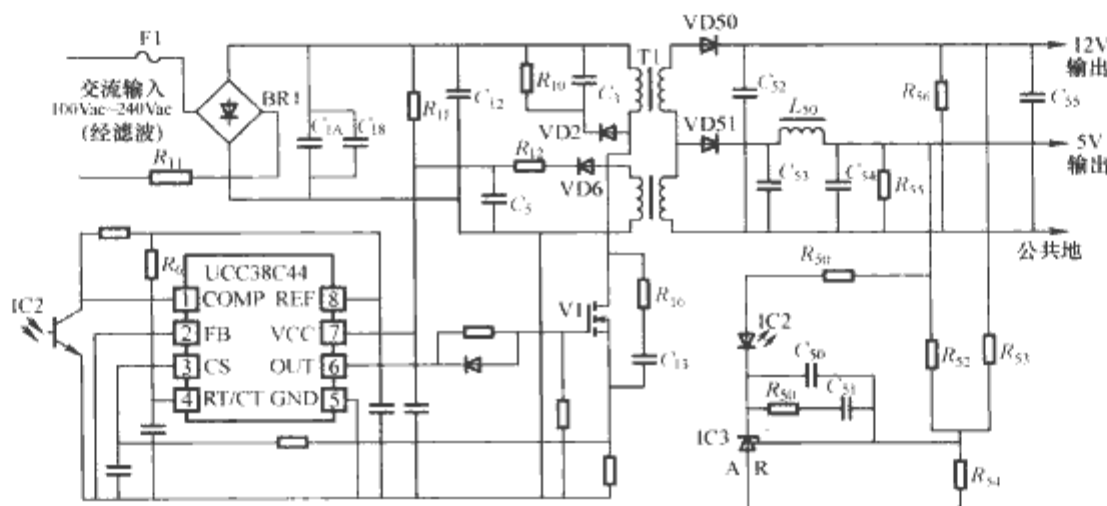


图 2.4-13 UCC38C44 控制的典型离线式反激变流器

(2) 电压模式 PWM 控制器。SG3525A 是美国硅通用半导体公司 (Silicon General) 推出的 SG3524 的增强版本, 用于驱动 N 沟道功率 MOSFET, SG3527A 用于驱动 P 沟道功率 MOSFET。

由 SG3525A 控制的小功率开关变流器的原理如图 2.4-14 所示。

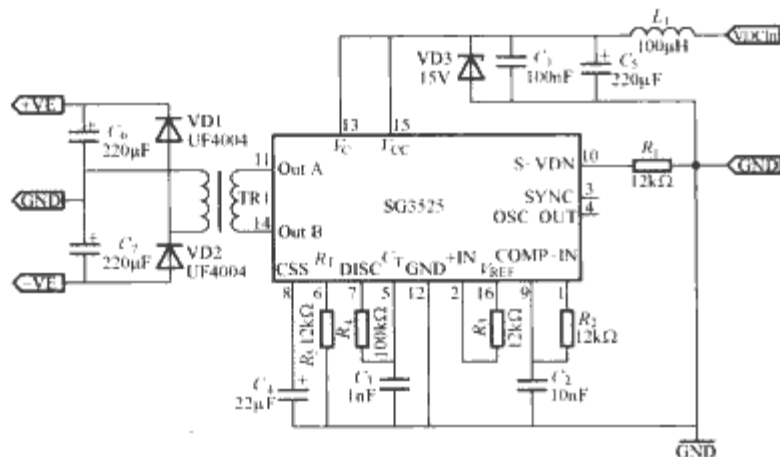


图 2.4-14 SG3525A 控制的小功率变流器

(3) 多通道 (Multi Phase) PWM 控制器。ADP3168 是美国模拟器件公司 (Analog Device Inc, ADI) 新推出的一款高效、多相、同步降压开关调节器控制芯片, 这是该公司第三代多相位功率解决方案, 可将 12V 的电压转换成 Intel 高性能 CPU 核心供电电压。内部 6 位的 DAC 读取处理器的电压识别码 (Voltage Identification Definition, VID) 用来设置输出电压。ADP3168 提供可编程 2~4 相位 PWM (脉冲宽度调节) 拓扑, 使相位数最佳化以降低系统成本, 而且符合英特尔严格的 VRD (Voltage Regulator-Down) 10 CPU 电源供应器规范。

ADP3168 还包括可编程的空载电压偏移和斜率函数, 从而将输出电压作为负载电流的函数来调整, 以确保系统最优的电压定位并获得最优的瞬态响应。ADP3168 还提供精确可靠的短路保护, 可调的电流限制。内建的电源正常信号 (Power Good) 输出延迟, 符合英特尔针对电源调节所提的 VID 实时规格。每一相位使用一颗 ADP3418 MOSFET 驱动器使 ADP3168 与功率管之间的界面达到完整, 而功率 MOSFET 被用来将主供应电压转换成 VID 电压。

图 2.4-15 为 ADP3168 在多相同步 BUCK 电路中的应用, 它与驱动芯片 ADP3418 一起构成控制回路。

2.2.1.2 单相 SPWM 变换控制器

(1) 单相 SPWM 变换控制基本原理。前面讲到的各种

PWM 芯片输出的都是矩形波, 而实际中, 根据形成 PWM 波原理的不同, 可以大致分为四类: 矩形波 PWM、正弦波 PWM (SPWM)、按谐波抑制原理的 PWM、自适应电流控制的 PWM。矩形波 PWM 仅有调节输出电压的功能, 后三种还具有改善输出正弦载波 PWM (SPWM) 是提高逆变器输出电压质量的一种常用方法。它可以实现补偿电流的正弦化, 有效降低谐波成分。通过改变 PWM 波形的相位和占空比, 可以实现对补偿电流基波分量的相位和大小的控制, 从而实现对系统无功的动态补偿。

正弦控制波形与三角载波波形如图 2.4-16 (a) 所示, 图中三角波电压 u_c 具有开关频率 f_c , f_c 也称为载波频率。正弦规律变化的控制电压波 u_s 用来调制开关的占空比, u_s 的频率为逆变器输出电压要求的基波频率, 也称调制频率。可以证明, 用 SPWM 控制以后, 只要三角波调制频率相对正弦波控制频率足够高, 在一个三角波周期中输出电压的平均值正比于正弦波控制电压的平均值。所以, 一个三角波周期中输出电压的平均值按正弦规律变化。

图 2.4-16 中, 输出电压是双极性的, 这样会产生较大的开关频率的谐波分量。利用单极性输出单相桥式 SPWM 逆变器能输出单极性电压, 输出电压的谐波大大减小。

(2) 典型 SPWM 变换控制集成电路。U3988 是一款数字化的、功能完善的正弦波单相逆变电源/UPS 主控芯片, 它不仅可以输出高精度的 SPWM 正弦波脉冲序列, 还可以实现稳压、保护、市电/逆变自动切换、充电控制等功能, 并且具有 LED 指示灯驱动、蜂鸣器控制、逆变桥控制引脚, 从而可以利用该芯片组成一个完整的逆变电源/UPS 系统。U3988 具有两个版本, 50Hz 版和 60Hz 版。

2.2.2 三相 PWM 控制器

2.2.2.1 三相 SPWM 变换控制器的基本原理

三相逆变电路的 PWM 控制方法和单相没有本质上的区别, 如单相逆变 PWM 控制方法即可直接用于改善三相逆变电路输出电压的波形。一种途径就是用控制电压互差 120° 的三个单相 SPWM 逆变电路组成一个三相 SPWM 逆变电路。但这样的解决方案不能最大限度地发挥三相逆变电路的优点。对于一个三相逆变电路, 只要输出相电压对称, 输出线电压中就没有三次及三次的倍数次谐波, 可用来改善三相 PWM 逆变电路的性能。

2.2.2.2 典型三相高精度 PWM 控制芯片

SA4828 是 Mitel 公司生产的三相 PWM 波形产生器, 它可以提供高质量、全数字的三相脉宽调制波形, 编程简单、修改灵活, 兼容 Intel 和 Motorola 总线的单片机。

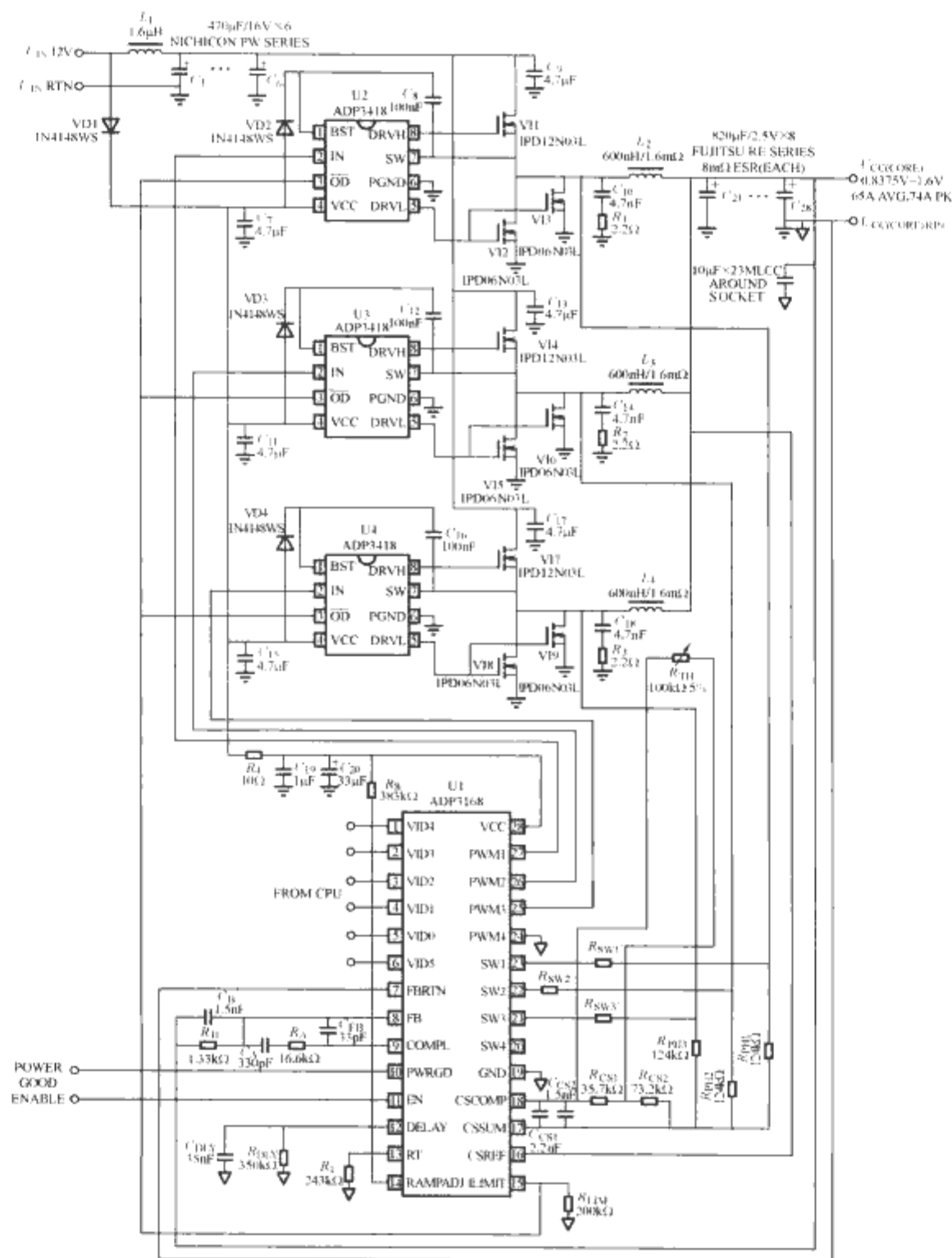


图 2.4-15 ADP3168 在多相同步 BUCK 电路中的应用

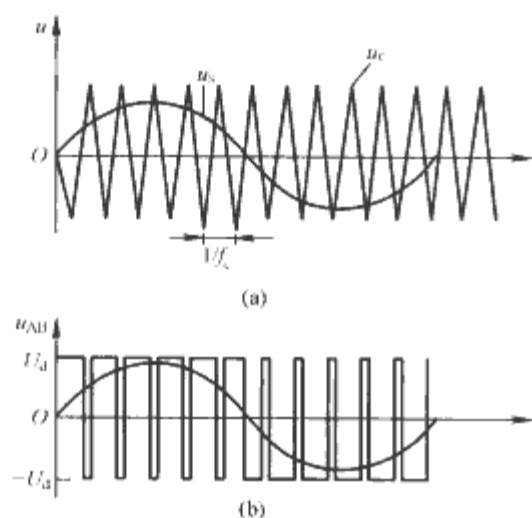


图 2.4-16 SPWM 单相桥式逆变电路双极性控制输出电压

(a) 正弦控制和三角载波波形图；(b) 输出驱动和输出电压波形图

图 2.4-17 为 SA4828 在变频器中应用的硬件电路，由主电路、控制电路、驱动电路和保护电路组成。

主电路是通过整流滤波将三相电转变成直流电，再将逆变器变成交流输出给电动机。控制电路的功能是：通过

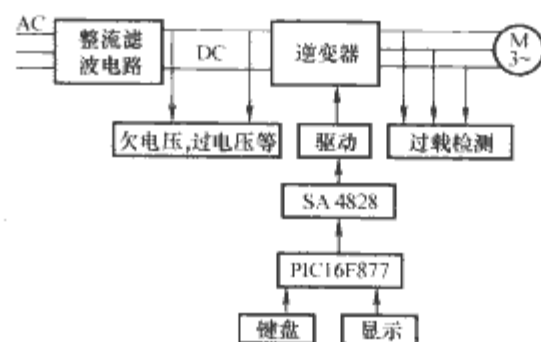


图 2.4-17 SA4828 在变频器中应用的硬件电路

SA4828 的调制波频率输出反馈，精确控制电路，并将当前状态送显示；对电路进行监测；通过键盘对单片机进行功能设定、电压设定。驱动电路将 SA4828 的控制信号进行加工，驱动 IGBT 的栅极。保护电路是通过传感器对主电路的输入输出进行检测，将采样信号送入单片机，单片机对采样信号进行分析，区分过电压、欠电压、缺相、过载、过热等故障，并采取相应的处理。

2.2.3 数字式 PWM 控制器

电力电子电路的控制从最初以相位控制为目的的分立

元件组成的控制电路发展到集成控制器,再到如今的旨在实现高频开关的计算机控制,并向着更高频率、更低损耗和全数字化的方向发展。用数字化方法代替模拟控制,可以消除温度漂移等常规模拟调节器难以克服的缺点,便于通过程序方便地调整控制方案,简化硬件结构,提高系统的可靠性。

电力电子的数字化控制方法大致可以分为单片机控制、DSP控制和FPGA控制三种。

2.2.3.1 单片机控制

单片机具有速度快、效率高、体积小、性能可靠、抗干扰能力强等优点,在各种控制系统中应用广泛。单片机的CPU主要以美国Intel公司生产的MCS-51(8位)和MCS-96(16位)两大系列为代表。

单片机在PWM控制中可以有两种用途,一种是控制PWM波的生成电路,另外一种单片机直接生成PWM波。后者由于没有基准电压,脉冲幅度不是很恒定,只有通过单片机PWM波的输出端加装简单的再整定电路才可以完成把幅度不恒定的PWM输出转换成精密的PWM输出电压。在电力电子电路中,单片机主要用作数据采集和运算处理、电压电流调节、PWM信号生成、系统状态监控和故障自我诊断等,一般作为整个电路的主控芯片运行,完成多种综合功能。

2.2.3.2 DSP控制

数字信号处理器(DSP)是近年来迅速崛起的新一代处理器,与单片机相比,DSP具有更快的信号处理能力、更高的集成度和更大容量的存储器。在电力电子装置中,DSP主要完成主电路控制、系统实时监控及保护、系统通信等功能。应用的具体电路包括UPS逆变控制电路、交流电动机调速电路、功率因数校正电路和谐波抑制电路等。

虽然DSP有着许多优点,但是它也存在一些局限性,如采样频率的选择、PWM信号频率及其精度、采样延时、运算时间及精度等。

2.2.3.3 FPGA控制

现场门阵列(FPGA)属于可重构器件,其内部逻辑功能可以根据需要任意设定,具有集成度高、处理速度快、效率高等优点。由于FPGA的集成度非常大,所以一片FPGA就可以实现非常复杂的逻辑、替代多块集成电路和分立元件组成的电路。它借助于硬件描述语言(VHDL)来对系统进行设计,采用三个层次(行为描述、RTL描述、门级描述)的硬件描述和自上至下(从系统功能描述开始)的设计风格,能对三个层次的描述进行混合仿真,从而方便地进行数字电路设计。比较而言,DSP适合取样速率低和软件复杂程度高的场合使用,当系统取样速率高(MHz级)、数据率高(20MB/s以上)、条件操作少、任务比较固定时,FPGA更有优势。FPGA已应用于逆变器控制系统、直流电机调速、PWM控制等。

3 脉频控制PFM控制集成电路

3.1 集成PFM控制器的控制原理

PFM(Pulse Frequency Modulation),即脉冲频率调制,是一种固定脉冲宽度,通过改变开关频率来调节占空比的集成电路控制方式,具有瞬态响应快,静态功耗小,线性度好等优点,被广泛应用于升压型DC/DC转换器、LED背光/照明驱动等电路中。但由于它没有限流的功能,不能工作于连续导电方式,所以实际应用中常采用PFM与PWM混合调制方式,以获得更好的适应性。

与PWM控制方式一样,PFM控制方式分为电压模式和电流模式两种模式,其中电压模式只对输出电压采样,是单环控制系统;电流模式在电压控制基础上,增加了电流反馈环节构成双环控制系统。此外,许多PFM控制器还采用PFM-PWM混合调制模式。

(1) 电压模式。电压模式PFM如图2.4-18所示。

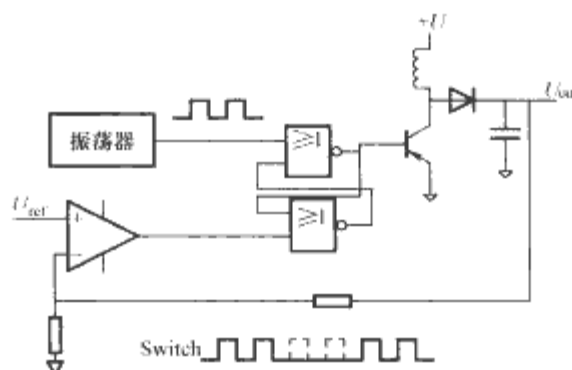


图 2.4-18 电压模式 PFM

当采样电压值 U_{out} 大于比较电压 U_{ref} 时,比较器输出低电平,逻辑门输出低电平,开关管关断;当采样电压值 U_{out} 小于比较电压 U_{ref} 时,比较器输出高电平,逻辑门打开,开关管在脉冲信号的控制下周期性地开启和关闭。在这种模式下产生的输出信号脉冲宽度不变而频率可变,输出信号频率越大,占空比越大。较长时间内输出信号的平均频率和 U_{out} 的大小有关, U_{out} 大于额定值的时间越长,输出驱动电压的频率就越小。

(2) 电流模式。电流模式的 PFM 控制电路由过采样电压监视输出电压环路和功率 MOS 管保护电路环路两个反馈环路构成。其中电压环路的原理与电压模式类似;保护电路环路具有电流控制的功能,它将电流信号转化成电压信号与参考电压进行比较,以控制电感电流,从而达到电流过高时执行电流限制、缩短功率开关管导通时间的功能。

电流模式 PFM 如图 2.4-19 所示,当 U_{out} 超出额定值时,其电阻分压值大于比较基准电压,比较器 A1 输出低电平,RS 触发器置 0,关断 MOS 管,电容停止充电;当 U_{out} 小于额定值时,其电阻分压值小于基准电压,比较器 A1 输出高电平将 RS 触发器置 1,使 MOS 管导通,电感电流上升, MOS 管源极所接电阻上的电压逐渐增加,一旦这一电压值增大到大于 U_{pk} 时,比较器输出高电平,RS 触发器置 0,重新关断 MOS 管。这一过程不断重复,直至得到满足要求的输出驱动脉冲电压。

(3) PFM 和 PWM 混合调制模式。为了在很宽的负载

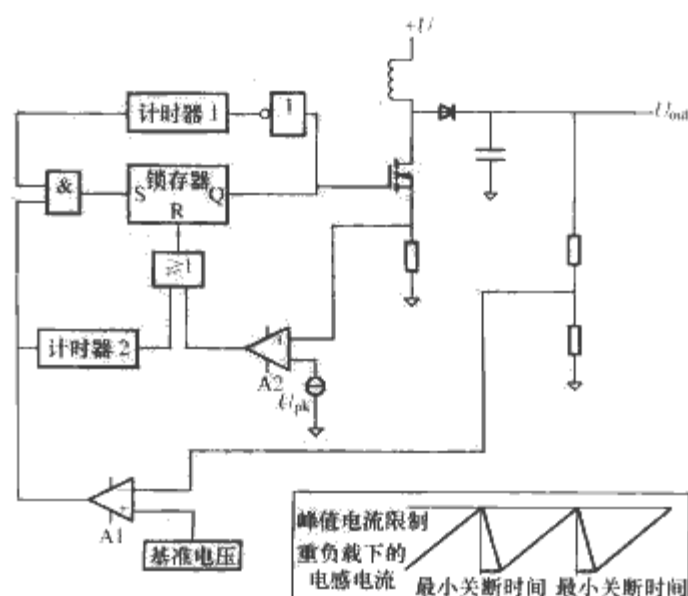


图 2.4-19 电流模式 PFM

其中, R_4 的阻值在 $10\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 之间变化(典型值为 $100\text{k}\Omega$), U_{CTRL} 典型值为 1.34V 。

4 功率因数校正 PFC 控制集成电路

4.1 功率因数校正控制集成电路的原理、功能和构成

4.1.1 功率因数校正技术的概念

早期的功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)技术采用的是无源功率因数校正(Passive Power Factor Correction, PFC)。最简单的方案就是在整流桥前面加一个滤波电感, 增加整流二极管的导通时间, 降低输入电流的幅值, 实现功率因数校正。还有一种方法是在交流侧接入一个谐波滤波器, 主要滤除三次谐波。

有源功率因数校正(Active Power Factor Correction, APFC)是20世纪80年代以来兴起的一种新的功率因数校正技术。有源功率因数校正是在整流器和负载之间接入一个DC-DC开关变流器, 应用电流反馈技术, 使输入端电流 i 波形跟踪交流输入正弦电压波形, 使电网输入端的电流波形逼近正弦波, 并与输入的电网电压同相位。除可得到较高的功率因数外, 主要优点还包括 THD(总谐波失真)小, 输入电压范围和带宽宽、体积小、质量轻, 输出电压可保持恒定。

但也有缺点: 电路复杂, MTBF(平均无故障时间)下降, 成本较高, 效率会有所降低等。有源功率因数校正器已广泛应用 AC-DC 开关电源, 交流不间断电源(UPS)等领域。

由于功率因数校正控制芯片均应用于有源功率因数校正电路中, 其应用电路亦均为 APFC 电路。

4.1.2 典型功率因数校正控制芯片

功率因数校正控制芯片的种类很多, 随着功率因数校正技术的发展, 其中有些已经逐渐被淘汰。本节涉及的典型功率因数控制芯片主要包括 UC3854/54A/54B、FAN4822、MC3336 和 FAN4803-1/FAN4803-2。上述功率因数校正控制芯片目前在市场上十分常见, 被广泛应用, 具有代表性和典型意义。

4.2 用于预调节的 PFC 控制器

4.2.1 平均电流模式 PFC 控制器

(1) 平均电流模式高功率因数预调节器 UC3854/54A/54B。UC3854 系列平均电流模式高功率因数预调节器最早由美国尤尼创公司(Unitrode Corporation)推出, 现由美国德州仪器公司生产。UC3854A/54B 是 UC3854 的增强版本。

UC3854/54A/54B 系列的典型应用电路如图 2.4-24 所示。

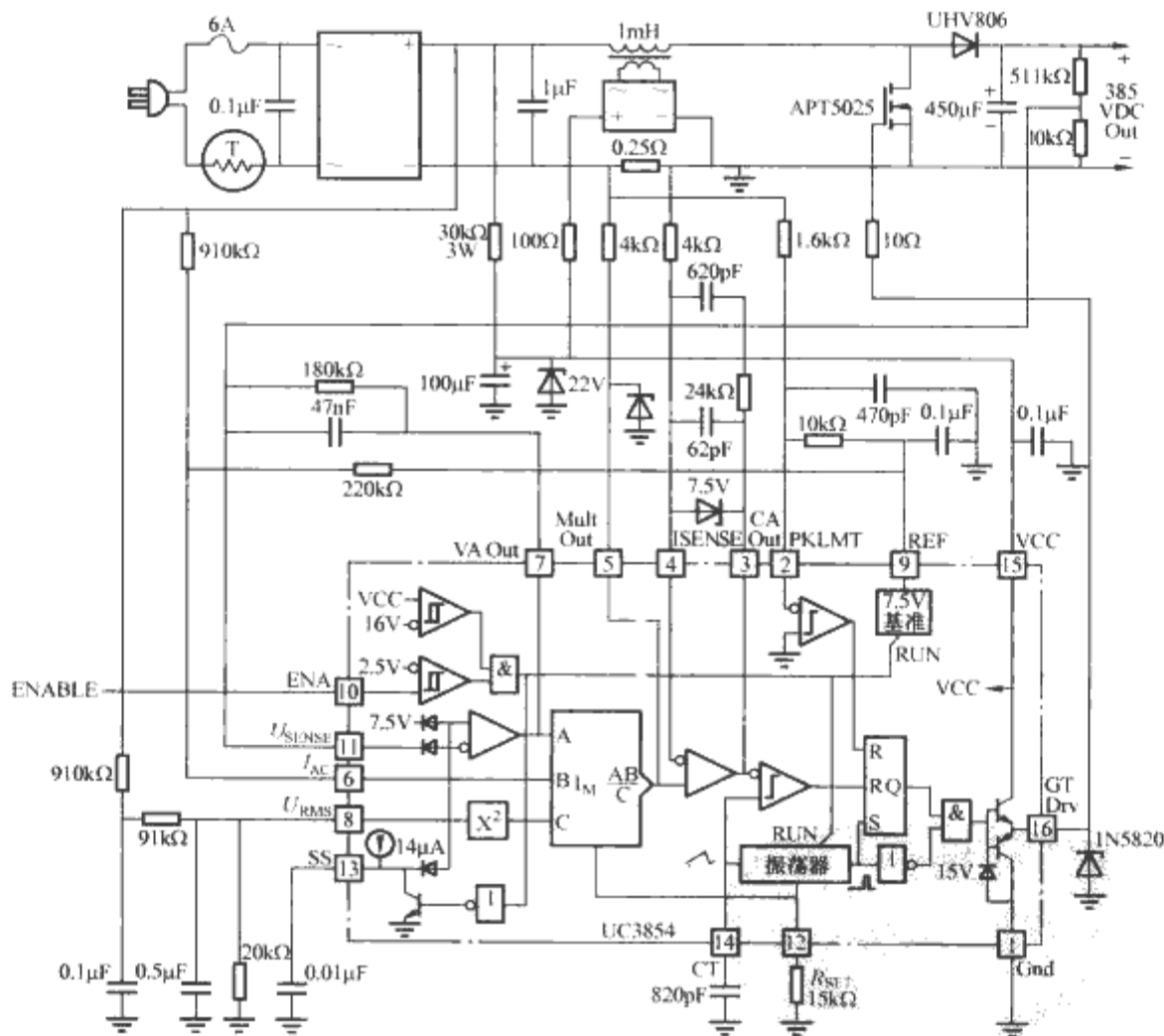


图 2.4-24 UC3854/54A/54B 系列的典型应用电路

(2) ZVS 平均电流模式 PFC 控制器 FAN4822。FAN4822 是美国飞兆半导体公司(Fairchild Semiconductor)生产的一种平均电流模式控制升压型功率因数控制器。目前市场需求强烈, 应用领域广泛。

图 2.4-25 为 FAN4822 控制的 500W 有源功率因数前置变流器的原理图。

4.2.2 其他类型 PFC 控制器

虽然平均电流模式控制技术是目前应用最广泛的一种控制方式, 但其他控制模式的 PFC 控制器在某些应用场合也

得到了广泛的应用。譬如在输出功率低于 200W 的 PFC 电路中, 多采用非连续导通工作模式(DCM)。常用的控制技术包括恒频控制技术和恒导通时间控制技术, 而在恒导通时间控制技术中, PFC 电路工作在临界导通模式。另外, 在连续导通工作模式(CCM)下的电流型控制技术中, 除了上面讲到的平均电流控制技术以外, 还有峰值电流控制技术, 滞环电流控制技术等。下面仅以工作在临界导通模式下的 MC33368 高压 Greenline 功率因数控制器为例, 介绍一下其功能特点、结构框图以及典型应用。

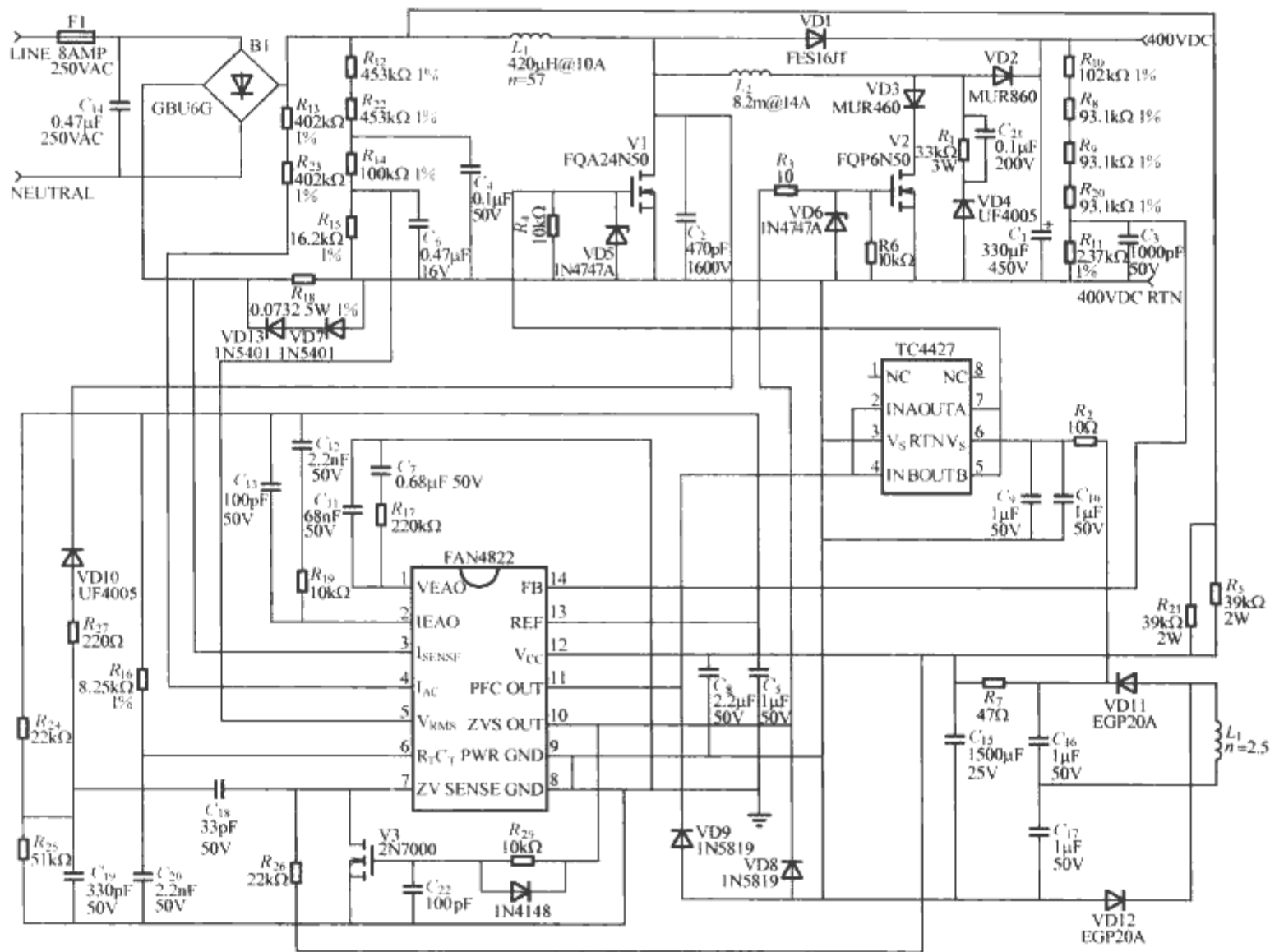


图 2.4-25 500W 有源功率因数前置变流器原理图

MC33368 是专门针对小功率、高功率密度离线式开关电源有源功率因数前置变流器设计的一种临界导通模式 Greenline 有源功率因数校正控制器。

MC33368 内部集成了精密基准电源、单象限乘法器、看门狗定时器、零电流检测电路、跨导误差放大器、电流检测比较器、欠电压锁定电路、CMOS 驱动输出电路、可编程频率钳位电路、输出过电压比较器以及重启动定时器等。

基于 MC33368 的 175W 有源功率因数前置变流器原理如图 2.4-26 所示。逻辑电路的触发同时受到电流传感比较器和零电流检测器输出信号的控制。并保证 IC 的 11 脚在同一时刻只有一个 PWM 脉冲输出。当 L 中的电流由零增到最大值的过程中，V1 导通。而二极管 VD5 中无电流通过；当 I_L 从最大值下降到变为零之前，V1 截止，VD5 中有电流流过。一旦 I_L 降至零，IC11 脚就输出 PWM 脉冲驱动 V1 再次导通。

4.3 PFC-PWM 复合控制器

4.3.1 PFC-PWM 复合控制器简介

随着电能变换技术的高速发展，越来越多的电能变换装置被使用，由此带来的谐波污染问题引起了越来越广泛的关注。现有和即将推出的谐波限制标准推动了功率因数校正技术的应用和发展。现在，越来越多的电能变换设备都增加了功率因数校正电路。通常采用的方法是选用现有的 PFC 控制器构成功率因数校正前置预调节器，然后将其与 PWM 控制电路级联实现功率因数校正，这样就存在一个系统稳定性问题。

PFC-PWM 复合控制器是一种新型控制器，其内部集成了 PFC 控制电路和 PWM 控制电路，两者通过级联方式连

接在一起，可以同步工作。这种新型控制器体现了一种新的集成化理念，PFC 控制级和 PWM 控制级的设计可一次完成，系统的性能和稳定性都大大提高。

4.3.2 典型 PFC-PWM 复合控制器

目前，市场上可选用的 PFC-PWM 复合控制器不多，应用领域也非常有限。比较常见的 PFC-PWM 集成控制器有 FAN4803、ML4824、TDA16888 和 UCC3850X 等，下面就以 FAN4803 系列 PFC-PWM 复合控制器为例，介绍此类芯片的功能特点以及典型应用。

FAN4803 是由美国飞兆半导体公司生产的一种 PFC-PWM 复合控制器，FAN4803 目前有两种型号，FAN4803-1 和 FAN4803-2。两者的区别是：在 FAN4803-1 中，PFC 控制级和 PWM 控制级的工作频率相同，都是 67kHz；在 FAN4803-2 中，PFC 控制级工作频率仍为 67kHz，而 PWM 控制级的工作频率则提高到了 134kHz。这种较高频率的 PWM 操作可以使设计者通过较小的 PWM 电路成本来满足最优化的 PFC 频率操作。由于 FAN4803 内部带有过电压比较器，它能在外部负载突然减小时关断器件内的 PFC 电路。同时，由于 FAN4803 内部 PFC 电路中也包含有电流峰值限制电路，因此，FAN4803 具有很高的可靠性。

FAN4803 控制的 240W/12V 输出开关变流器的原理如图 2.4-27 所示。

5 电源与电源管理集成电路

5.1 线性调整电源芯片

目前，市场对数码照相机、液晶监视器、便携式 CD 机、笔记本电脑、头戴立体声耳机、遥控控制器等便携式电

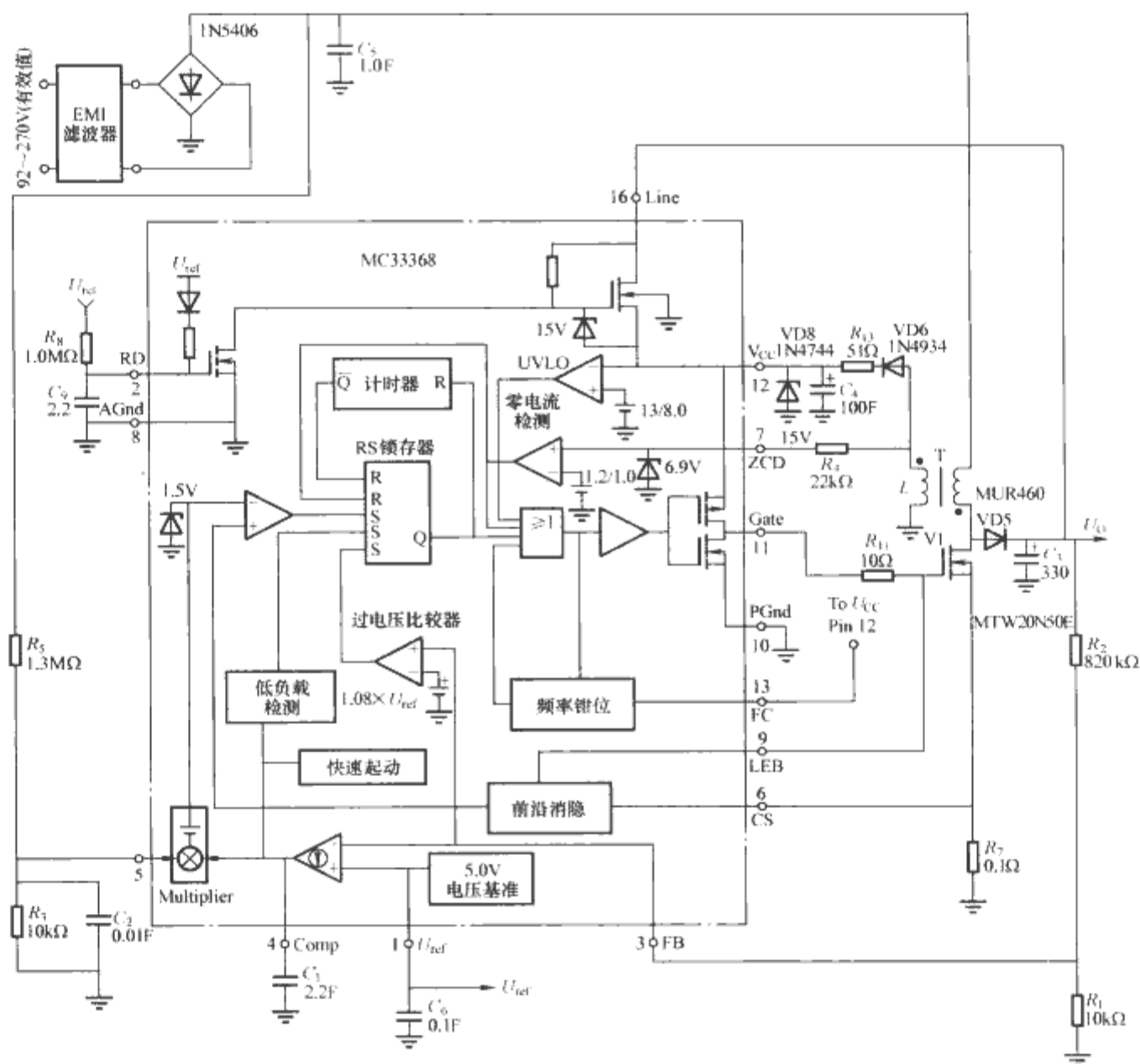


图 2.4-26 175W 有源功率因数前置变流器原理图

子产品的需求越来越大。随之而来的对体积小、功耗低、性能好的电源供电系统的需求也在不断增长。

线性稳压器不仅可将输入电压转换成一个稳定的输出电压，而且向系统引入的噪声很小。这些特点使得它在便携式设备，特别是无线通信系统中的应用越来越普遍。然而，一般的线性稳压器的转换效率很低，这大大降低了电子设备中可充电电池的寿命。目前，在电源系统中，已越来越多地使用低功耗的低压差线性稳压器（LDO）。LDO 能大大延长充电电池的使用寿命，而且可采用 CMOS 工艺制造，便于集成在电路中。

5.1.1 线性调整概念及线性稳压电源的工作原理

线性调整稳压电源的基本结构如图 2.4-28 所示，它主要由误差放大器、基准电压源、调整管及分压电阻组成。输出电压经过电阻 R_1 、 R_2 分压得到的采样电压，通过误差放大器 A 与基准电压比较放大后，调节控制串联在输入电压与输出电压之间的调整管 V 的导通电流大小，从而得到稳定的输出电压。由于此时调整管工作于线性区，所以这样的直流稳压源被称之为线性调整稳压电源。在实际应用中的线性稳压器还具有许多其他保护功能，如负载短路保护、过电压关断、过热关断、反接保护等，而且为了减小调整管的驱动电流和减少稳压源的压差（输入输出电压差），串联的调整管也可以采用场效应管。

5.1.2 线性调整电源芯片应用举例

LP38842 为美国国家半导体公司生产的大电流快速响应

CMOS 低压降线性稳压器。由于具有高负载能力、快响应速度、低压差以及高输出精度的特点，它可用于 ASIC（专用集成电路）电源（如台式计算机、笔记本电脑、图像卡、服务器、机顶盒、打印机及复印机）、DSP（数字信号处理）及 FPGA（现场可编程门阵列）的电源和开关电源的后续电源。

图 2.4-29 为 LP38842 的典型应用电路。S/D 为关闭控制端（低电平有效），BIAS 为输入 5V 小电流的偏置电压，用于内部电路及驱动内部 N-FET。

5.2 电源电压监测与控制芯片

5.2.1 电源电压监测与控制电路的基本功能与原理

电压监测和控制芯片主要用来检测供电电压的变化情况，并且在电源电压过低过高等情况下给出电源异常信号，使电源电压稳定在允许范围内，确保不会由于电源电压过高而损坏器件，或因电源电压过低而使控制发生错误。其主要工作原理就是将输入电源电压和芯片内部产生的一个电源无关的基准电压进行比较，输出经过逻辑判断的信号。

电压监测芯片经常应用在 DSP 或者处理器上，还有很多工业电压的监测。各大芯片设计制造厂商都有相关产品，比如 TI、NS、Linear 等公司。

5.2.2 典型电源电压监测与控制集成电路

TI 公司的 TPS31x 系列监控器为系统提供电路初始化和定时监控，主要应用于低能耗的数字信号处理系统和处理

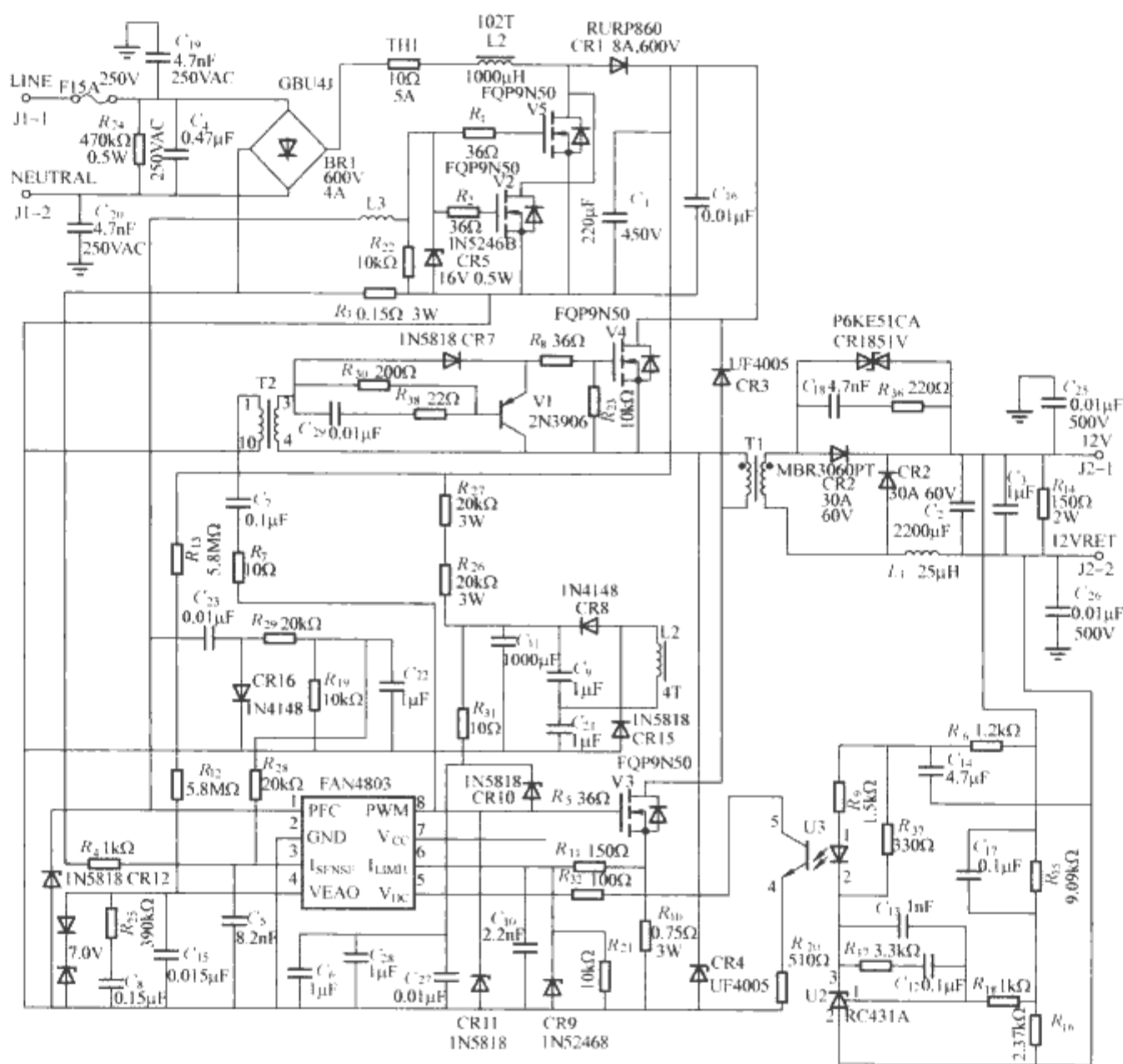


图 2.4-27 240W/12V 输出开关变流器的原理图

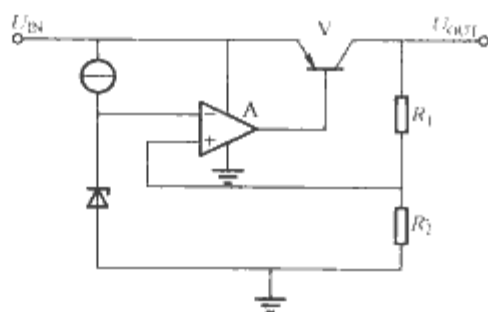


图 2.4-28 线性调整稳压电源的基本结构

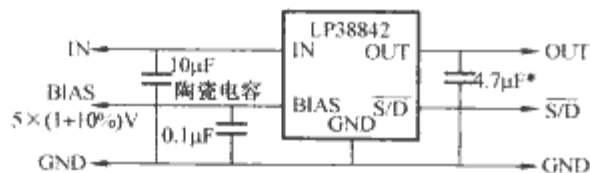


图 2.4-29 LP38842 的典型应用电路

器级系统、便携式/电源供电设备、智能仪器、无线通信系统、可编程控制器、工业设备、笔记本电脑、台式计算机以及自动化系统。

TPS3103 的典型应用电路如图 2.4-30 所示, 该电路主要用来监测一低功耗微控制器的负电源电压, 一旦被监控的微控制器的电源电压不在正常范围内, 就启动其 RESET 信号, 使该芯片复位。

5.3 电源输出控制管理芯片

电源输出包括输出驱动、并联电源间的负载均流以及电

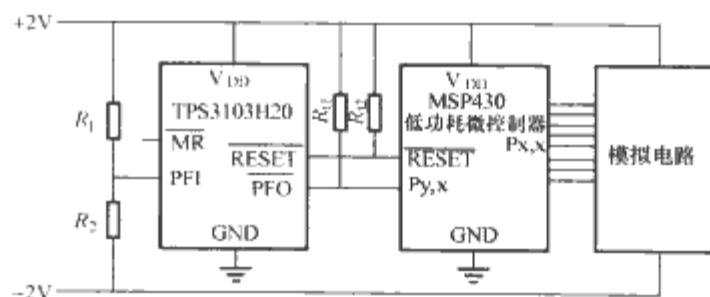


图 2.4-30 TPS3103 的典型应用电路

压隔离电路中输出到输入反馈等问题, 这些都需要专用芯片来控制管理。以下将简要介绍目前常用的三类专用芯片: 功率 MOSFET 驱动芯片、均流控制芯片和反馈信号发生器的工作原理以及典型应用。

5.3.1 功率 MOSFET 驱动器

5.3.1.1 功率 MOSFET 驱动器的原理与应用

功率 MOSFET 由于具有开关速度快、易并联、所需驱动功率低、导通电阻低、负载电流大的优点, 非常适合用作开关电源 (SMPS, Switch-Mode Power Supplies) 的整流组件。但功率 MOSFET 和双极型晶体管不同, 它的栅极电容比较大, 在导通之前要先对该电容充电, 当电容电压超过阈值电压 (U_{TH}) 时 MOSFET 才开始导通。因此, 栅极驱动器的负载能力必须足够大, 以保证在系统要求的时间内完成对等效栅极电容 (CEI) 的充电。

以往的 SMPS 控制器中直接集成了驱动器, 这对于某些产品而言非常实用, 但是, 由于这种驱动器的输出峰值电

流一般小于1A,所以应用范围比较有限。另外,驱动器发出的热还会造成电压基准的漂移。而专用驱动器的脉冲上升延时、下降延时和传播延迟都很短暂,电路种类也非常齐全,因而可以满足各类产品的设计需要。

5.3.1.2 典型功率 MOSFET 驱动集成电路

TI 的 TPS28×× 系列双道高速 MOSFET 驱动器能够提供 2A 的峰值电流到容性负载。其导通电流非常小,与其他同类产品相比,电源电流消耗少一个数量级,主要用于手持式电池供电设备、测试仪表、家用仪器及其他医用设备。

TPS28×× 系列常在开关电源中作为驱动功率开关器件的模块。典型电路配置如图 2.4-31。输入信号通过 TPS2811 驱动开关 V11,可达到小于 20ns 的开通时间。

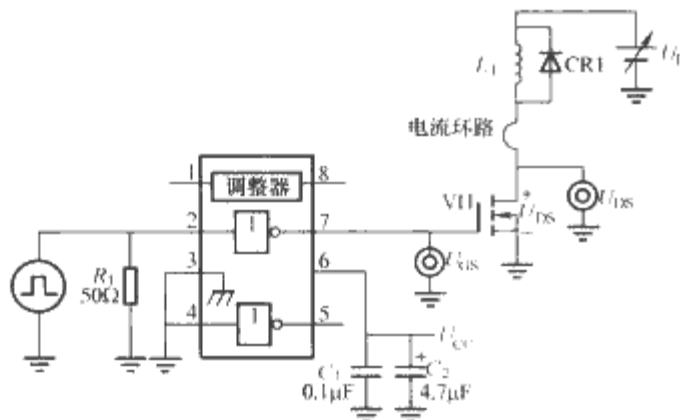


图 2.4-31 TPS2811 驱动 MOSFET 功率开关

5.3.2 均流器

5.3.2.1 均流原理

大功率电源系统常常需要并联若干开关电源,以满足负载功率的要求。并联系统中,由于每个变换器只处理较小的功率,这样不但可降低应力,而且还可以应用冗余技术以提高系统的可靠性。但是并联的各开关电源模块的特性并不能保证完全一致,外特性好(电压调整率小)的模块可能承担更多的电流,甚至过载,从而使某些外特性较差的模块运行于轻载甚至空载状态。这样会使分担电流多模块的热应力增大,降低了其可靠性。故并联的开关变换器模块间需要采用均流(Current Sharing)措施,以保障模块间电流应力和热应力的均匀分布,防止一台或多台模块运行在电流极限状态。

5.3.2.2 均流器的基本构成方式

可实现均流的方法很多,常用的方法主要有如下几种:

(1) 输出阻抗法:输出阻抗法又称电压调整法或 Droop (倾斜)法,主要调节开关变换器的外特性倾斜度(即调节输出阻抗),以达到并联模块接近均流的目的。

(2) 主从设置法:在并联的变换器中,人为指定一个主模块,其余模块(从模块)根据主模块分配电流,适合电流型控制的并联开关电源系统。

(3) 按平均电流值自动均流法:各电源模块单元间接一条公共均流母线,均流母线的电压为反映各模块输出电流大小的电压信号的平均值。系统中各模块根据母线电压的值分别调节各自的输出电流,从而达到均流状态。

(4) 最大电流自动均流法:这是一种自动设置主模块和从模块的方法,通过公共母线的连接,系统中输出电流最大的模块将自动成为主模块,其余模块则为从模块,与主模块的输出比较之后,从模块的电压误差依次被整定,以校正负载电流分配的不均衡。

(5) 热应力自动均流法:按每个模块的电流和温度(即热应力)自动均流。

5.3.2.3 典型均流控制集成电路

UC3902 是 TI 的一款按最大电流法自动均流原理设计的均流控制器。它通过精确地调整变换器的输出电压以匹配所有的输出电流。另外,此芯片有一个独特的有利条件是它使用了差模均载母线,这种结构大大增强了系统对噪声的抑制能力。

图 2.4-32 为 UC3902 的典型应用电路,如图所示,UC3902 所需的外部电路非常简单,在几个开关电源电路上连接 UC3902 和采样电阻,即可直接实现均流功能。

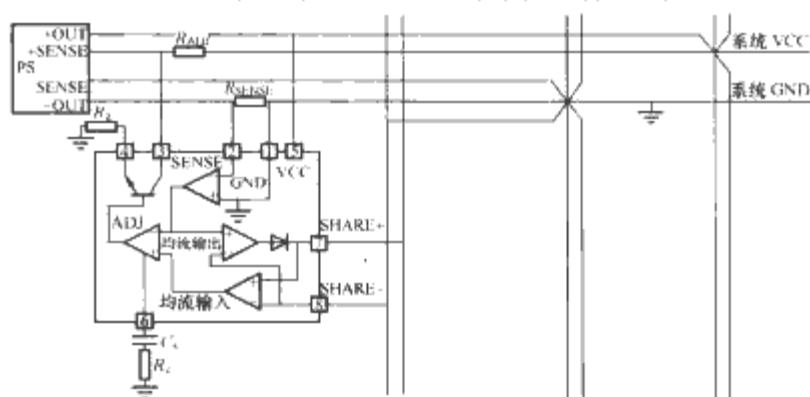


图 2.4-32 UC3902 的典型应用电路

5.3.3 反馈信号发生器

5.3.3.1 反馈信号发生器的原理与应用

反馈信号发生器解决了在电压隔离电路中输出到输入反馈的问题,它可将一个环路误差信号耦合到前级高频的线圈和电容上。作为一个传统光耦合器件的替代方案,它能方便整体电路的设计,提高电源控制电路性能,同时具有可集成和低成本的优势,其主要产品包括 TI 公司的 UCx901 系列等。

5.3.3.2 典型反馈信号发生器集成电路

TI 的 UC1901 隔离反馈发生器是针对解决电压隔离反馈的方式中闭环反馈控制环路所出现的问题而设计的,它具有幅值调制精密参考电路、误差放大电路等电路,从而简化了隔离式(即输入回路控制)开关集成稳压电源的闭环反馈回路部分。由于电路采用调幅输出,误差信号被耦合在高压隔离带两端,所以使电路的稳定性及可重复的闭环特性都得到了改善。作为光电耦合器可靠的代替品,UC1901 通过输出电路的参考电路以及反馈信号的耦合通道,利用输入电路控制的优势,为电路提供很好的隔离耐压特性、调整特性及瞬态特性。UC1901 工作电压范围为 4.5~40V,内部调幅信号的载波频率最高可达 5MHz,非常适用于开关电源的隔离反馈电路。

图 2.4-33 为 UC1901 的光电耦合直流反馈应用电路。

5.4 基准源集成电路

在数模混合电路和模拟电路中,片上基准源已普遍采用,它是绝大多数电路系统的重要组成部分。在一定条件下,基准源的输出电压或电流几乎不随温度、负载或电源的变化而变化。

基准源主要分为电压基准和电流基准。其中基准电压源主要应用于数模转换器(DAC)、模数转换器(ADC)、数据采集系统、电压调节器以及各种测量设备,其精度和稳定性直接决定了整个系统的精度;而基准电流源通过电流镜映射后,为各种电路提供偏置电流,其精度和稳定性对电路的静态工作点有很大影响。

目前主流的基准源产品主要有 TI 公司的 REF 系列,MAXIM 公司的 MAX6×××× 系列以及 ADI 公司的 ADR 系列等。

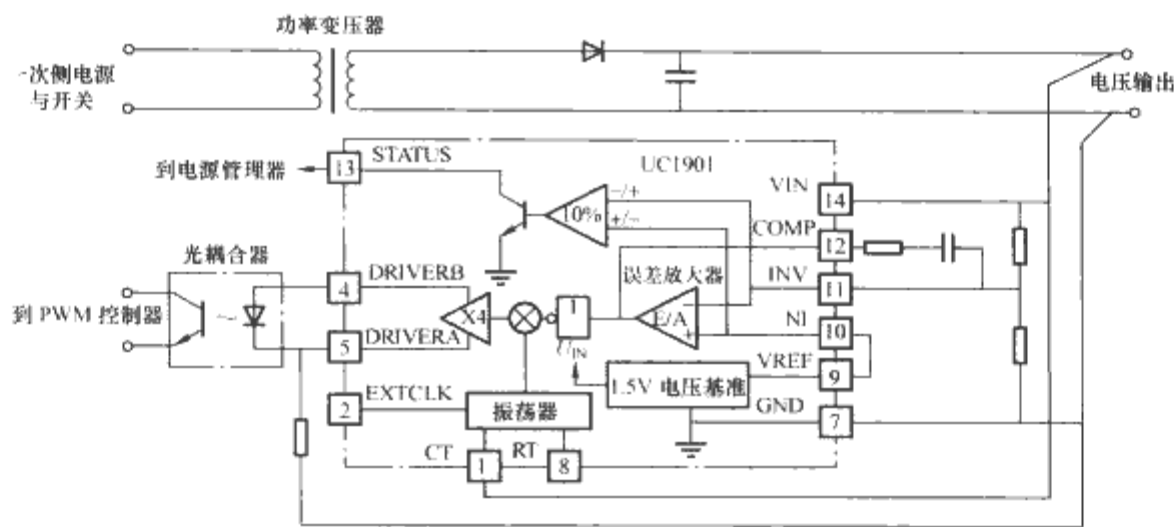


图 2.4-33 UC1901 的光电耦合直流反馈应用电路

5.4.1 电压基准集成电路

5.4.1.1 电压基准源的概念及其基本结构

电压基准用来产生一个高精度、高稳定性的输出电压，它是当代模拟集成电路极为重要的组成部分，在许多电路中，如数模转换器（DAC）、模数转换器（ADC）、线性稳压器和开关稳压器等，都需要精密而又稳定的电压基准。在精密测量仪器仪表和广泛应用的数字通信系统中都经常把集成基准电压源作为系统测量和校准的基准。

目前，电压基准源根据其工艺技术不同大致可分为三种类型，隐埋齐纳二极管式基准电压源、带隙式基准电压源和 XFET（结型场效应晶体管）式基准电压源。

（1）隐埋齐纳二极管式电压基准。隐埋齐纳管基准是由一个具有反向击穿电压修正值的二极管、运放及一些电阻组成，这个二极管应用离子注入，埋在集成电路芯片的表层下面，上面再用保护扩散层覆盖，以防止在表面下击穿。隐埋齐纳基准具有很高的初始精度，好的温度系数和长期漂移稳定性，噪声电压低，总体性能优于其他类型的基准，故常用于 12 位或更高分辨率的系统中。但隐埋齐纳基准通常要求至少 5V 以上的供电电压，并要消耗几百微安的电流，价格较昂贵，所以这种方法对于必须工作在低电压并且具有低功耗的基准来说是不适宜的。图 2.4-34 为其基本原理图。

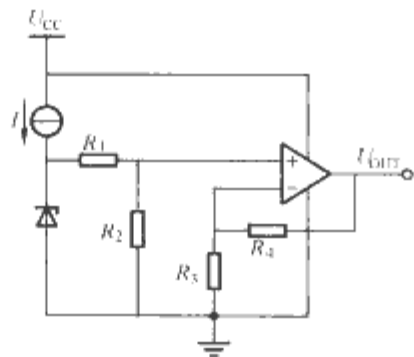


图 2.4-34 隐埋齐纳二极管式电压基准基本原理

（2）带隙式电压基准。一个具有正温度系数的电压（热电压 U_T ）与具有负温度系数的晶体管的基极-发射极电压（ U_{BE} ）进行复合，正负温度系数互相补偿，得到一个稳定的近似于零温漂的带隙电压基准（如图 2.4-35 所示）。带隙基准的初始精度、温度系数、长期漂移、噪声电压等性能指标从低到高覆盖面较宽，较适用于 8~10 位精度的系统中。该类基准既有为通常目的设计的类型，也有静态电流小至几十微安、输入输出电压差较低而适用于电池供电场合的产品，因而应用范围很宽。综合来看，带隙基准性能良好、价格适中，是性价比最高的电压基准。

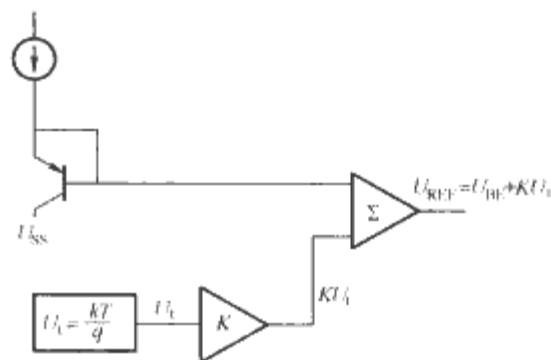


图 2.4-35 带隙电压基准基本原理框图

（3）XFET 式电压基准。XFET 基准电压源利用结型场效应管（JFET）的夹断电压差特性，将其差分输出电压放大，再与一个正温度系数电压复合以产生一个稳定的基准电压（如图 2.4-36 所示）。XFET 是一种新型的电压基准，它的性能水平介于带隙和齐纳基准之间。静态电流很低，可用于 3V 电压系统，并且仍能保持良好的性能。XFET 基准有 3 项显著的特点：①在相同的工作电流条件下，它的峰-峰值噪声电压通常比带隙基准低数倍；②XFET 基准在工业级温度范围内具有十分平坦或线性的温度系数曲线，而带隙和齐纳基准的温度系数曲线在温度范围两端常是非线性的，这种非线性不便于通过软件来加以修正；③XFET 基准具有极好的长期漂移稳定性。

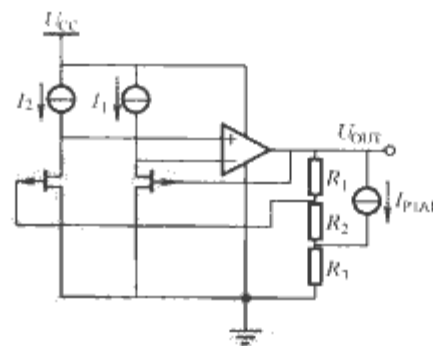


图 2.4-36 XFET 式电压基准

5.4.1.2 典型电压基准集成电路

REF102 是 TI 公司的一款高精度 10V 隐埋齐纳二极管式电压基准集成电路。它无需外加恒温装置，具有功耗低、升温快、稳定性好、噪声低，其输出电压几乎不随供电电压及负载的变化而变化。经激光调校后其温度漂移在工业温度范围内（-25℃~+85℃）可低至 $(2.5 \times 10^{-6})/^{\circ}\text{C}$ ，而在军品温度范围内（-55℃~+125℃）也可达到 $(5 \times 10^{-6})/^{\circ}\text{C}$ 。此外，REF102 采用 11.4~36V 的单电源供电，可广泛应用于仪器仪表电路、高精度直流电源电路及 A/D、D/A 转换器电路。

REF102 既可以单独作为一个电压基准工作（如图 2.4-

37所示),也可以同外接运放一起组成多种应用电路。图2.4-38和图2.4-39分别是REF102与运放组成的用于提高电压基准带负载能力和产生基准电流的电路。

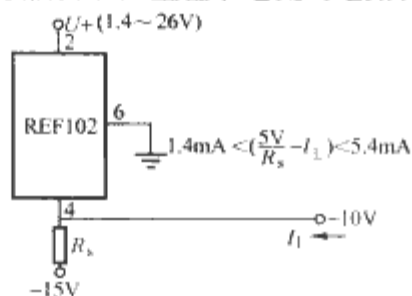


图 2.4-37 REF102 直接用作电压基准

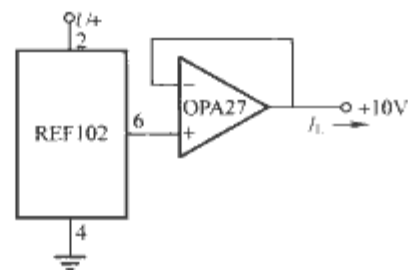


图 2.4-38 具有负载能力的应用电路

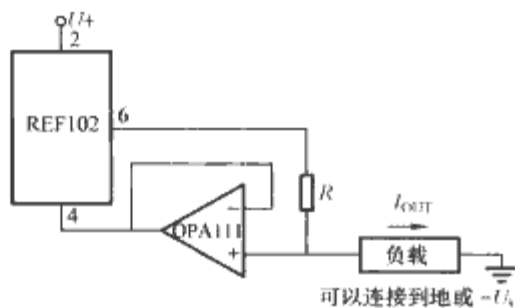


图 2.4-39 REF102 与外接运放构成电流基准电路

5.4.2 电流基准集成电路

5.4.2.1 电流基准源的概念及构成

作为模拟电路的一个基本组件,就如同电压基准源一样,电流基准也得到了日益广泛的重视与应用。在高精度A/D转换器、振荡器等模拟电路中都需要高性能的电流基准。

目前常用的电流源设计方法主要有两种:一种是基于带隙电压基准源加在基准电阻两端产生基准电流,这种基准电流受基准电压及电阻精度的影响较大;另一种方法是对几个不同温度系数的电流进行加权求和、相互补偿,得到与温度无关的基准电流源。由于不需要精确电压基准,后一种方法的应用场合更多更广泛。

5.4.2.2 典型的电流基准集成电路

LM134/234/334是美国国家半导体公司生产的一种三端可调恒流源芯片。其输出电流大小可由外接电阻设定,变化范围可从1μA调至10mA,具有良好的电流调整率。在交流应用场合,它既可用作整流器又可用作恒流源。同时,该芯片具有与绝对温度成正比的敏感电压特性,因此也可用作温度传感器。

LM134/234/334与不同的器件组合可构成多种应用电路。图2.4-40为其基本恒流源电路,而图2.4-41为其与外接热敏电阻一起构成的测温电路。

5.5 电池充电和管理集成电路

电池是一种化学电源,是通过能量转换而获取电能的器件。化学电源是在氧化还原的电化学过程中将化学能转化成

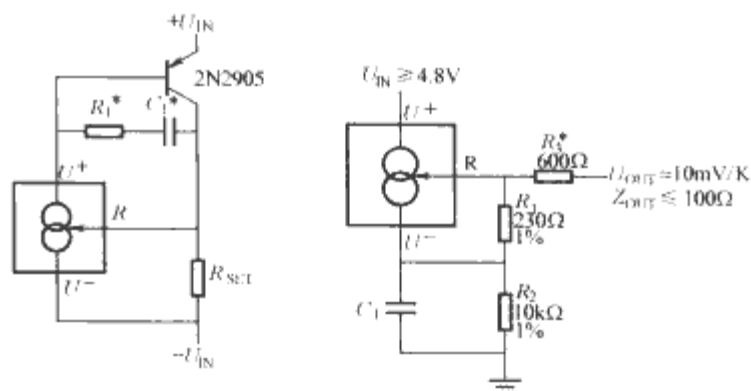


图 2.4-40 由 LM134/234/334 构成的基本恒流源电路

图 2.4-41 由 LM134/234/334 构成的低输出阻抗温度检测电路

5.5.1 电池充电及其管理芯片

随着数码相机、MP3、摄像机等便携式电子产品的日益增多,一次性电池耗费材料多、成本高已不能满足人们的要求,而二次电池容量越来越大,环保性也越来越好,已被广泛采用。

5.5.1.1 二次电池的分类

对于目前市场上的主流产品而言,主要有4种电池,即铅酸(LA)电池、镉镍(NiCd)电池、镍氢(NiMH)电池和锂离子(Li-ion)电池。

5.5.1.2 典型电池充电集成电路

(1) 阀控密封铅酸蓄电池充电器。TI(Texas Instruments)公司的产品UC3906作为阀控密封铅酸蓄电池充电专用芯片,其内集成了实现阀控密封铅酸蓄电池最佳充电所需的3种充电逻辑控制和检测功能,并具有环境温度自适应、充放电程度自适应以及限流、欠电压保护功能。采用的温度补偿技术可使各种充电转换电压随阀控密封铅酸蓄电池电压温度系数的变化而变化。使阀控密封铅酸蓄电池在很宽的温度范围内都能达到最佳充电状态。图2.4-42所示为UC3906的应用电路。

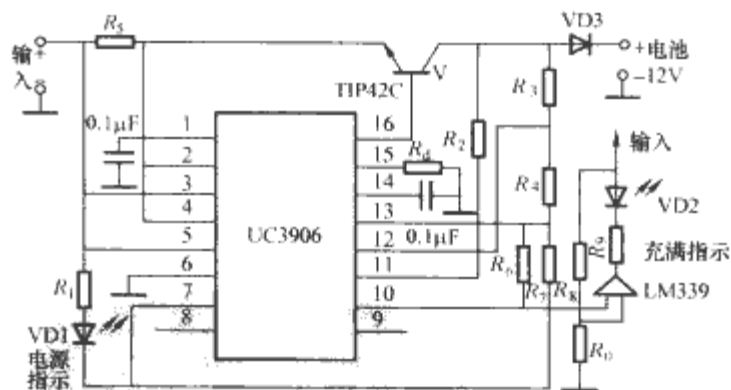


图 2.4-42 UC3906 的应用电路

(2) 镉镍电池充电器。凌特公司(Linear Technology)推出了一个用于1~4节电池、0.4~2A电流的自主线性NiMH和NiCd电池充电器LTC4060。它具有电池充电器电路所需的全部功能,充电器的设计非常简单,仅需3个无源组件,且LTC4060不需要检测电阻和隔离二极管,从而提高了效率并降低了充电器的成本。

图2.4-43是利用可选择的温度感应器和自动编程充电系统构成的2A充电器。同时该充电器可以利用LED来显示充电状态以及有效的供应电压。

(3) 镍氢电池充电器。MAX712/MAX713系列是MAXIM公司生产的快速充电管理芯片,MAX712/MAX713芯片适合1~16节镍氢电池或镍镉电池的充电需要,并可通过

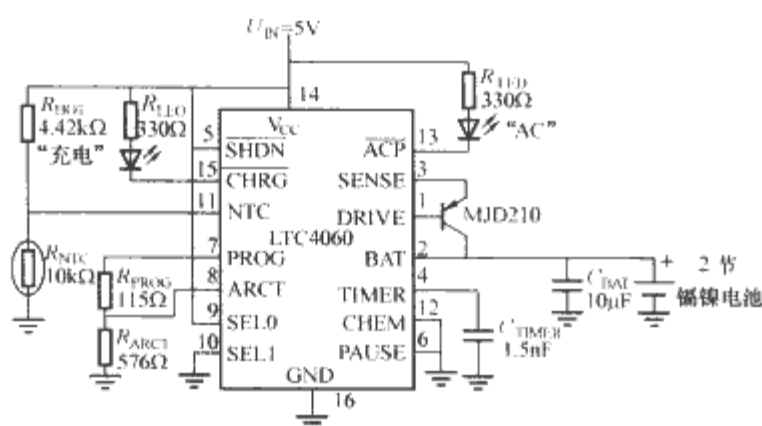


图 2.4-43 LTC4060 构成的 2A 充电器

简单的管脚电压配置进行编程,实现对充电电池支数和最大充电时间的控制。内部集成的电压梯度检测器、温度比较器、定时器等控制电路,根据电压梯度、电池温度或充电时间的检测结果,自动控制充电状态,从涓流充电转到快速充电(低温时)或从快速充电转到涓流充电,以确保电池不受损害。充电状态识别可由输出的LED指示灯或与主控器接口实现,具有自动从快速充电转为涓流充电、低功耗睡眠等特性。快速充电速率从C/4到4C可设定,涓流充电速率为C/16。

MAX712/ MAX713 的充电控制方式一般有两种, 一种是利用电压梯度实现充电控制, 见图 2.4-44。另一种是利用电池温度控制充电, 见图 2.4-45。

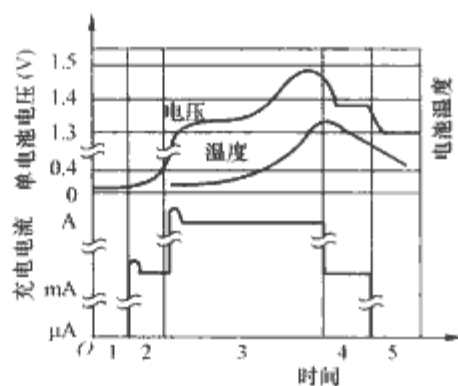


图 2.4-44 电压梯度控制充电曲线

- 1—未接通电源；2—单电池电压低于0.4V；
3—快速充电；4—涓流充电；5—断开电源

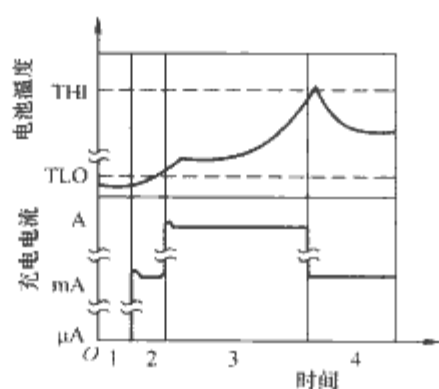


图 2.4-45 电池温度控制充电曲线

- 1—未接通电源；2—电池温度过低；
3—快速充电；4—涪流充电

(4) 锂离子电池充电器。MAX846A 是 Maxim 公司生产的一种低成本、多功能的电池充电控制器, 可对锂离子电池、镍氢电池、镉镍电池进行充电。

MAX846A 最典型的应用就是作为一个独立的限压电流源为锂离子电池充电,如图 2.4-46 所示。因为其内部有一个精度为 0.5% 的基准源,可以保证锂离子电池充电电压精度的要求。独立的电压、电流调节回路用于控制外部 PNP 晶体管(或 P 沟道 MOSFET)。采用 MAX846A 可简化充电器的设计。

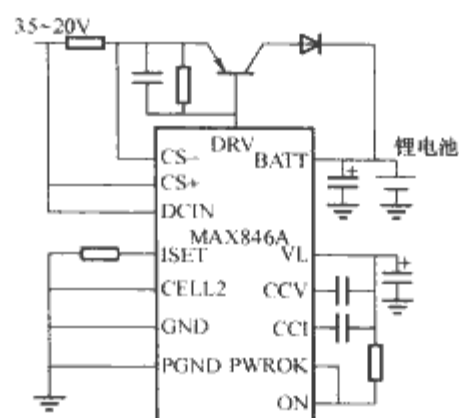


图 2.4-46 MAX846A 典型应用电路

5.5.2 电池容量测量集成电路

5.5.2.1 电池容量测量集成电路的基本功能和工作原理

为了满足当前移动性和轻便性的要求,设计便携式产品时常常采用电池供电。而使用电池供电时,电池的当前状态往往是用户所关心的问题之一,当前的智能电话、数码相机等都需要实时显示电池的当前状态。电池充电过程对电池实际寿命的影响最大,放电过程的保护、限流、控制器的能量回收以及驱动部分效率的提高占的比例较小。也就是说,绝大多数的电池提前报废,是充电方法不当而充坏的。因此,对电池充电进行监测就显得格外重要。

5.5.2.2 典型电池容量测量集成电路

DS2762 是 MAXIM 公司推出的高精度 Li+ 电池监视器。DS2762 是一款集数据采集、信息存储和安全保护于一体的器件，专为对成本敏感的电池组应用设计。这款低功耗器件集成了精确的温度、电压和电流测量，非易失 (NV) 数据存储，以及 Li+ 电池保护电路，采用小尺寸的 TSSOP 封装或倒装片封装。对于剩余容量估计、安全监视和电池特性数据存储等应用来讲，DS2762 是最佳方案。

以 DS2762 为核心设计的智能锂电池监测系统的硬件结构如图 2.4-47 所示。系统采用片内电阻感应方式。

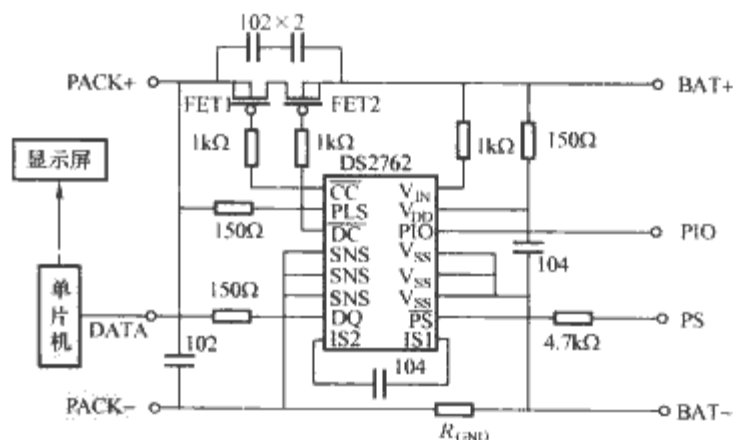


图 2.4-47 DS2762 的硬件电路图

该电池监测系统由 DS2762 锂电池监测芯片、51 单片机和液晶显示模块组成。DS2762 主要完成对电池当前状态的监测,包括当前电池的充、放电状态、电压、电流、温度和剩余电量等参数的监测,它同时还能自动采集这些数据,并将其放在存储器中。场效应管 FET1、FET2 等构成了 DS2762 的充、放电保护回路,可用于实现过电压、欠电压、充电过电流以及短路保护等功能。

电池的剩余电量是用户所需要的重要信息之一，它可利用电流累加寄存器中的值来求得。电流累加寄存器的值是由DS2762实时自动测量电池电流后得到的，因而无需对其进行控制。通常在电池充电时，该值增加，电池放电时，该值减少。这样，通过单片机读取此值即可获得剩余电量。

5.5.3 锂电池保护集成电路

5.5.3.1 锂电池集成保护电路的基本功能和工作原理

锂离子电池,与镉镍电池和镍氢电池相比,是一种具有高电压、高容量的二次电池。为了提高锂离子电池的安全性,在锂离子电池组件内往往带有若干保护功能。锂离子电池的集成保护电路有适用于单节的及2~4节锂离子电池组的。锂离子电池保护器的基本功能包括保证充电时能充满,终止充电电压的精度为 $\pm 1\%$;在充放电过程中不过流,具备短路保护功能;内部有过充电、过放电、过电流保护的延时电路,以保证工作稳定可靠,防止瞬态电压变化的干扰,防止瞬态干扰造成的误动作。作为与锂离子电池相关联的集成保护电路,这类集成电路的基本工作原理都是通过检测电池充电电压,放电电压以及对它的过电流检测等来实现对锂离子电池的保护功能。

5.5.3.2 典型锂电池保护集成电路的应用

MAX1894/MAX1924系列是MAXIM公司生产的锂离子电池保护器,一般用于保护3节或4节锂离子、聚合物锂离子电池组。通过监控每节单体锂离子电池的电压,防止锂离子电池过充电和过放电;通过监控锂离子电池组的充、放电电流,防止因电流过大和负载短路而损坏锂离子电池组。发生过放电和短路故障时,芯片内的驱动器使外接的P沟道FET关断,锂离子电池组充放电终止。外接FET采用共源极接法,无需外接上拉电阻。各种过流和短路保护由一只电流取样电阻实现,所有保护门限值和各种保护延迟时间均由器件内部设定,不需要任何外部元器件。其典型应用电路如图2.4-48所示。

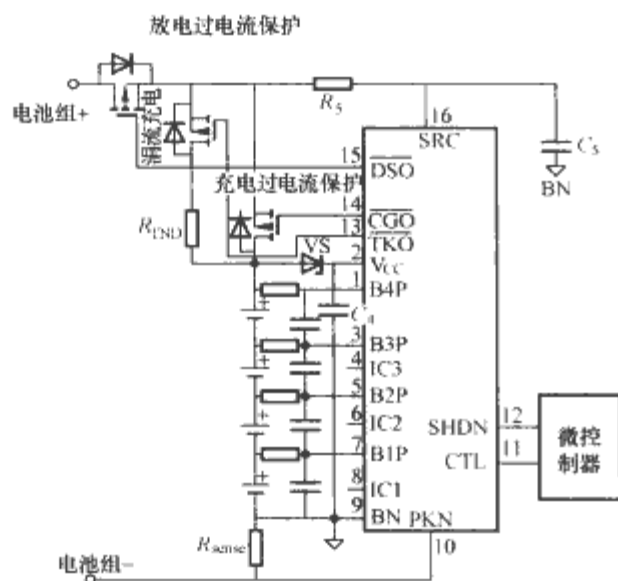


图 2.4-48 MAX1894/MAX1924 系列锂电池保护集成电路的应用电路

5.5.4 电池设备驱动鉴别集成电路

5.5.4.1 电池设备驱动鉴别集成电路的功能和原理

随着便携式设备的普及,电池的安全性也越来越显现出其重要性。电池生产商生产电池不仅要满足充电电池的要求,更重要的是提高它的安全性。而电池设备驱动鉴别电路则可以使电池的安全性大大提高,满足了顾客的安全需求。

一般的电池设备驱动鉴别电路主要是通过输入识别码(ID)或采取某种特定算法(如CRC算法)来确定电池的安全性。

5.5.4.2 典型电池设备驱动鉴别集成电路

TI公司生产的电池设备驱动鉴别集成电路芯片BQ2022是1kbit的串行式EPROM内存,内含工厂预先设定的48位独特识别码、8位CRC检查码以及8位出厂代码。64位的状态寄存器控制写保护以及页重置。BQ2022 SDQ接口(TI

串行通讯协议)要求单独一个接口。数据(DATA)引脚也需要单独的电源提供给BQ2022。总线系统允许多重SDQ设备来连接同一个主机。

5.6 热插拔控制集成电路与功率开关

5.6.1 热插拔电路简述

5.6.1.1 热插拔的概念

“热插拔”是指将板卡从加有电源的主机(背板、服务器等)上插入或拔出。由于板卡插入主机时,主机已处于稳态工作状态,所有电容均被充满电,当板卡与主机背板接触时,由于板卡上的电容的充电而将从主机电源吸入较大的瞬态电流;同样地,当把带电的板卡拔出主机时,板卡上旁路电容的放电在板卡与带电背板之间形成了一条低阻通路,也将产生较大的瞬态电流。这种较大的瞬态电流会导致连接器、电路组件、电路板金属连线(迹线)等部件或器件的损坏,也可能使背板电源出现瞬时跌落,从而导致系统复位。热插拔控制器无论是放置在背板上还是放置在可插拔的线卡上,都能够在线卡插入背板时限制浪涌电流,而在后续操作中为系统提供短路保护。

图2.4-49所示的热插拔控制器通过缓慢减小N沟道MOSFET的导通电阻限制浪涌电流。当线路板首次插入时,控制器缓慢地增强MOSFET的栅极驱动,使得MOSFET的漏极电压从0V开始缓慢上升(或从0V开始缓慢下降到PC板的负电源)。

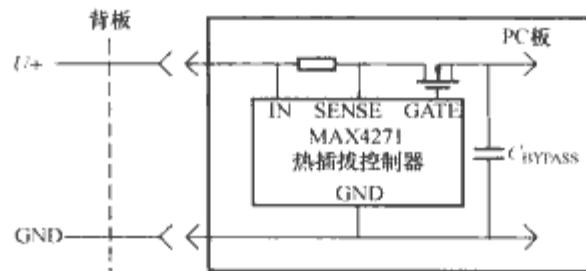


图 2.4-49 在 PC 板上添加一个热插拔控制器限制浪涌电流

常用的控制电压从0V开始缓慢上升或下降的电路结构有两种。一种热插拔控制器结构是基于流过电容的电流为: CdU/dr ,制流入旁路电容的电流。这种方法极易实现,只需在IC内置入一个恒流源,控制MOSFET的栅极。但是,由于流过电容的电流与电容的大小有关,不能满足某些应用的精度要求。随着电流流入MOSFET可能需要进一步减缓电流的上升速度,故常常在MOSFET的栅极和源极之间连接一个RC网络。

另一种更实用的方法是利用检流电阻对流入电容的电流进行检测,直接控制浪涌电流的大小。这种方法所采用的硬件电路集成在热插拔控制芯片内,旁路电容对注入电容器的电流不产生任何作用,而且对外部MOSFET的栅-源额定参数不敏感,也不需要外部RC网络。也有热插拔控制器允许客户选择上述两种控制结构的任意一种。

5.6.1.2 热型插拔控制器的特点

新推出的热插拔控制器已经改变了大电流检测结构,对短路故障的响应速度可以达到260ns;而且对噪声的抑制能力也大大提高,所能允许的故障持续时间与故障电平有关,电流幅值较小的故障在MOSFET断开之前可持续3ms,幅值较高时将相应缩短所允许的故障持续时间。

由于新型热插拔控制器能够监视的电压可低至1V,检流电阻上的压降成为至关重要的因素。目前推出的控制器相应的压降已达25mV以下。为减少元器件数,一些热插拔控制器还省去了外部检流电阻,通过检测外部MOSFET的漏

源电压限制流入线卡的电流。

除了监视单路电源的产品外,新推出的热插拔控制器还能够同时监视2路、3路甚至4路电源电压,带有子卡的线卡常采用这种控制器。这些带电插拔的子卡一般有两路供电电源,如1.8V和2.5V,这些电源都需要热插拔控制器加以控制。随着线卡上元器件密度的提高,对热插拔控制器的面积、高度的要求也更加严格,目前推出的热插拔控制器大多采用SOT23、QSOP等微型封装。

5.6.1.3 基于IC的热插拔保护电路

基于IC的热插拔电路能够在极小的封装内提供多种功能,而且只需少量的外部组件。图2.4-50是一个低电压热插拔电路,只需一个限流电阻 R_1 和一个工作在2.7~13.2V的串联调整管。该电路具有浪涌电流限制和两级过电流保护:大电流故障时的快速响应和小电流、非连续电流故障下的慢速响应。图2.4-50的电路提供了连续的电流监测功能。

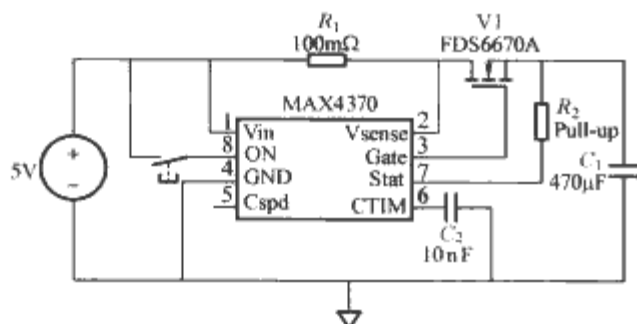


图 2.4-50 基于 IC 的热插拔的具有连续电流监测功能的保护电路

与分立方案相比,基于 IC 的热插拔电路具有更高的初始精度和较好的温度特性,且具有分立电路无法提供的功能,包括:可以使用低成本的 N 沟道 MOSFET,提供状态输出,能够响应低电平和高电平故障;提供上电控制引脚(ON),适用于负载控制或双卡插入时的口线检测;欠电压闭锁门限、脚控制的关断功能,以及电源就绪状态指示等。

5.6.2 适用于-48V 系统的热插拔控制集成电路

ADM1070 是一块负电压热插拔控制器,它能保证板卡能安全的拔出或者插入一块-48V 的在线背板。

ADM1070 的应用框图如图 2.4-51 所示。

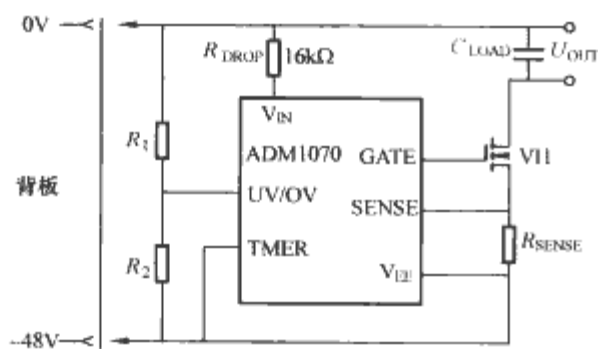


图 2.4-51 ADM 1070 应用框图

ADM1070 通常加载在可移动的板卡上,通过控制门驱动电压将浪涌电流控制在安全的值。当 UV/OV 端的电压超过欠电压上升阈值 0.91V 时,芯片处于工作状态。当设备检测到电源电压是有效时,它能提高门驱动电压使场效应管开关导电电流增加。芯片将持续检测流过的电流。当检测电阻上电压达到 100mV 时,门驱动电压将受到控制以保持这个电流的大小。

如果电源电压有变化使 UV/OV 引脚的电压低于欠电压阈值或高于过电压阈值,此时门(GATE)驱动将失效。如

果板卡被移出,在 UV/OV 端的电压将下降至 0,门(GATE)将关闭。

ADM1070 提供 3 种不同的保护方式实现限流,防止短路或者电流过电流。

(1) 当检测电阻上的电压超过电路断路器的限制电压 88mV,电流错误,此时 PWM 开始工作。在 Tlimiton 期间流过场效应管电流线性受控保持在 $100\text{mV}/R_{\text{sense}}$ 。在 Toff 期间门关断。ADM 提供有限次的重启功能。如果 ADM1070 在经过 7 次重新启动后仍检测到电流错误信号,表明这明显不是一个短暂的错误,设备将被关断。

(2) 如果检测电阻上的电压超过 100mV,芯片将动态调整门驱动电压使电流处在安全的范围之内。此时场效应管等效于一个电流源。

(3) 如果短路情况出现,巨大的电流将流过场效应管,这会造成器件损坏,因此需要提供快速的保护措施。如果芯片检测到高于 126mV 的检测电压,说明有短路情况出现,快速限流环将开始工作并很快地将门驱动电压降低。

5.6.3 适合低电压应用的热插拔控制集成电路

ADI 公司提供的 ADM1172 是适用于低电压应用的热插拔控制集成电路。

ADM1172 典型应用如图 2.4-52 所示。

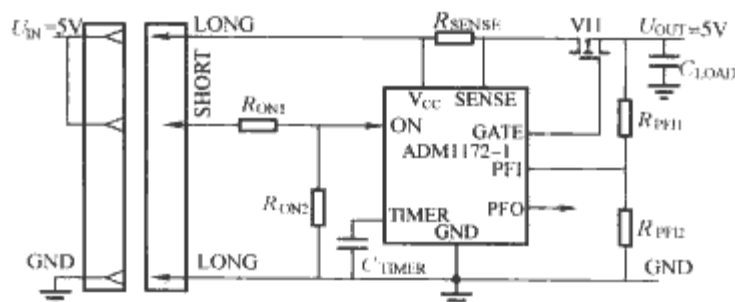


图 2.4-52 ADM1172 的典型应用

5.6.4 “或”逻辑 MOSFET 控制器

MAX5079 热插拔控制集成电路是“或”逻辑 MOSFET 控制器的典型产品。

MAX5079 “或”逻辑 MOSFET 控制器用于高可靠性冗余、并联电源中可替代“或”逻辑二极管。“或”逻辑肖特基二极管尽管具有较低正向压降,但在大电流情况下功耗较大。MAX5079 可使用低导通电阻的 N 沟道功率 MOSFET 来替代肖特基二极管,从而在大功率应用中,实现更低功耗、更小尺寸,而且不需要热沉。

MAX5079 的典型应用如图 2.4-53 所示。

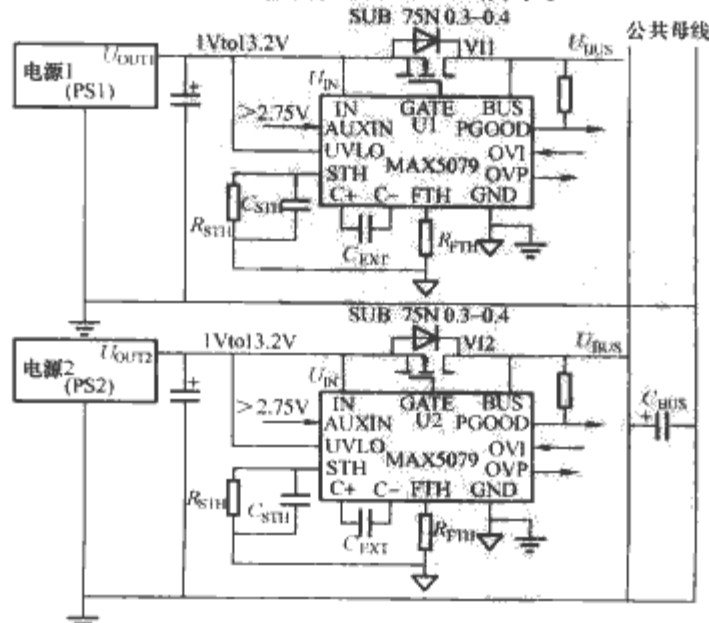


图 2.4-53 MAX5079 的典型应用

5.7 照明与显示控制集成电路

照明与显示控制集成电路是随着照明和显示技术的发展而发展的。在实施绿色照明工程的过程中,照明控制是一项很重要的内容。同时,由于LCD、LED等现代显示设备的广泛应用,相应的背光光源驱动控制也受到了极大的重视。但这些产品中的背光光源是系统中耗电量最大的部分,因此只有高亮度、高效而功耗又低的器件,产品才能受到市场的青睐,其中性能优越的照明显示控制集成电路是照明显示产品实现高效节能的一个技术关键。

本节将重点介绍目前市场上占有率较高、性能较好及应用广泛的几类照明显示控制集成电路的特点和应用,并给出几种典型芯片的具体性能。

5.7.1 荧光灯控制驱动电路—镇流器

荧光灯属于气体放电灯的一种,具有发光效率高、显色性能好、发光均匀和寿命长等优点,成为家庭、工业及办公等场所晚间照明的主要光源。在恒定电源电压下,为了稳定荧光灯的工作,限制其工作电流,在荧光灯启动回路上必须串联一个具有正阻特性的装置或元件,即荧光灯的控制驱动电路镇流器,来平衡荧光灯的负阻特性。与荧光灯配套使用的镇流器,主要有电感镇流器和电子镇流器两大类。下文将分别阐述它们的特点及应用。

5.7.1.1 电感镇流器

在应用交流电源的情况下,电感是最常用的镇流器。电感镇流器除功耗较小外,一个重要的优点是灯管的电压(或电流)滞后电源电压一定的相位。当灯管的电压为零时,电源电压已升到比较高的值,这有利于灯管的重复导通,从而使灯管无电流的时间基本消除,灯管工作更为稳定。电感镇流器又有传统型和节能型之分。

传统型电感镇流器结构简单、安全系数高、可靠性高、坚固耐用、寿命长(10年以上)、价格低廉。但其体积大、质量大、有噪声、有频闪、自身功率损耗高、功率因数低。

节能型电感镇流器最大特点就是镇流器自身功耗比传统的电感镇流器明显减小,节能约40%以上,已接近电子镇流器的水平。此外其自身发热情况明显优于传统电感镇流器,工作温度低,可靠性和寿命均比传统型有显著的提高和改善。

5.7.1.2 电子镇流器

与电感镇流器工作原理不同,电子镇流器是一种由电子器件组成,将50~60Hz工频交流电压变换成20~100kHz高频交流电压供给放电灯电源变换器。同时它兼有起动器和补偿电容器的作用。电子镇流器在几十年的发展过程中,大致经历了三代产品。

第一代产品线路结构简单,采用分立元器件,性能指标不能完全符合IEC929标准(用于交流供电的管型荧光灯用电子镇流器的性能技术要求),可靠性较差、生产管理难度大,其元器件成本较低。

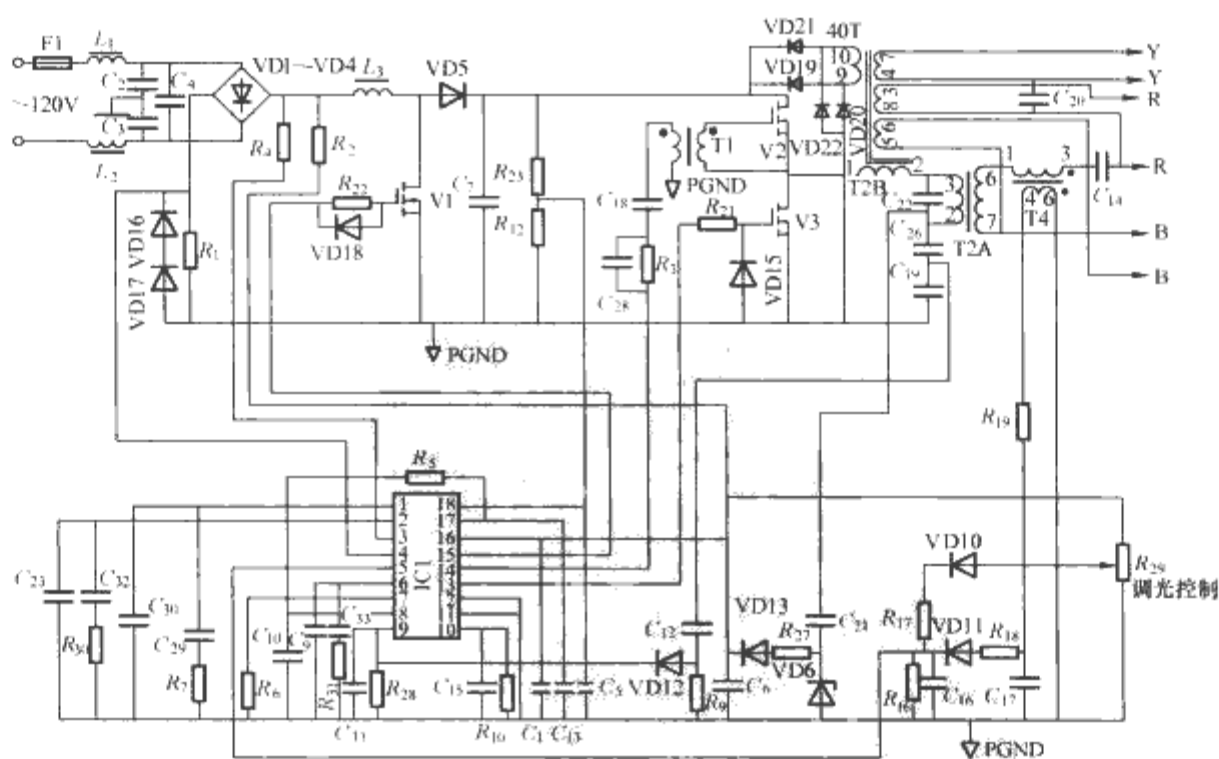
第二代电子镇流器在第一代产品的基础上前级使用了开关电源研制的有源滤波器专用集成电路,保证了输出功率和灯光亮度恒定,使得镇流器的技术指标得到了提高。采用功率因数校正(PFC)技术后,电子镇流器的总谐波畸变(THD)小于15%,功率因数(PF)大于0.99,灯电流波峰比可小于1.5,性能指标能够全面符合IEC929标准。但由于第二代电子镇流器的后级仍由分立元器件构成,故可靠性仍不高,同时对灯也无预热起动等功能。

第三代产品采用了专为电子镇流器研制的大规模集成电路,这种专用控制IC除了具有有源功率因数校正功能外,还具有驱动、预热起动、异常保护、过热保护及可调光等功能。应用这种IC,只需接上少数的外围元器件即可得到一只电路简化、性能优越、可靠性高的电子镇流器。

5.7.1.3 典型镇流器控制集成电路

MICRO LINEAR公司的ML4831是一种亮度可调的高功率因数、高效率电子镇流器控制器。

图2.4-54为用ML4831构成的高功率因数、高效率荧光灯镇流器的应用电路。



是背光源的主流产品。

5.7.2.1 CCFL 背光控制驱动原理

由于 CCFL 对弧光电压和工作电压有特殊的要求, 因此针对不同的应用, 需要选用不同的拓扑结构来实现。目前, CCFL 背光控制驱动电路的拓扑主要有 Royer, 全桥、半桥和推挽等架构, 根据应用场合的不同, 各有特点, 表 2.4-2 详细列出了它们各自的优缺点。

表 2.4-2 CCFL 驱动架构比较

驱动架构	优点	缺点	应用场合
Royer	最廉价	无法精密控制灯电流或频率; 要求严格控制直流电源; 要求特殊的变压器绕组; 要求镇流电容; 低效率	最佳应用是在不需要严格控制灯频和亮度的设计中, 很少用于 LCD 电视
全桥	不需要中心抽头的变压器; 可工作于宽直流电源范围 (大于 3:1)	需要四个 MOSFET; 可能需要 P 沟道 MOSFET, 成本高、效率低	直流电源电压非常宽的应用, 如笔记本 PC
半桥	只需两个 MOSFET	可能需要 P 沟道 MOSFET, 成本高, 效率低; 要求更高匝比的变压器, 增加成本	直流电源电压非常宽的应用, 如笔记本 PC
推挽	只需两个 N 沟道 MOSFET, 比 P 沟道 MOSFET 成本更低, 效率更高; 易于适应更高的直流电源电压 (高达 120V); 低匝比变压器	直流电源电压范围超过 2:1 时效率较低	不适用于笔记本 PC, 但对于 LCD 电视非常理想

CCFL 已在笔记本 PC、数码相机、导航系统以及其他具有较小 LCD 屏的设备中使用多年。这些类型的设备通常只用一个 CCFL, 相应地, 设计也只使用一个 CCFL 控制器。随着大尺寸 LCD 面板的出现, 带来对多 CCFL 的需求, 有必要采用新的方式来应对新的需求。于是, 多灯 CCFL 控制驱动器应运而生。

面对大尺寸 LCD 面板对多 CCFL 的需求, 可能的方式之一是采用一个单通道 CCFL 控制器来驱动多个灯。这种方式中, CCFL 控制器只通过其中的一个灯来监测灯电流, 而以几乎相同的交流波形同时驱动所有并联的灯。这不但会增加逆变器的成本和尺寸, 且灯阻抗及工作温度的差异会造成各灯亮度不均匀, 使显示器出现明显的亮区和暗区, 同时单灯的失效 (例如破损) 会造成所有灯关闭。

解决上述单片单通道 CCFL 控制器应用中诸问题的一条途径就是每个灯用一个单独的 CCFL 控制器, 即采用单片多通道 CCFL 控制器为 LCD 面板提供背光。图 2.4-55 所示为其应用电路, 它的每个通道独立驱动和监测每个灯。这种多通道 CCFL 控制器既解决了亮度不均匀和单灯失效问题, 降低了去耦要求, 而且还具有低成本效益。

5.7.2.2 典型 CCFL 背光控制驱动集成电路

DALLAS/MAXIM 公司的 DS3984 是一高密度单片 4 通道 CCFL 控制器, 主要在 TV 与 PC 监视器应用中为 LCD 提供背光。DS3984 使用推挽式驱动方案, 使用最少的外部元件, 提供高效率的 DC 至 AC 转换。它可支持 1~4 个灯管配置, 多个 DS3984 控制器通过级联可以支持 4 个以上灯管的应用。

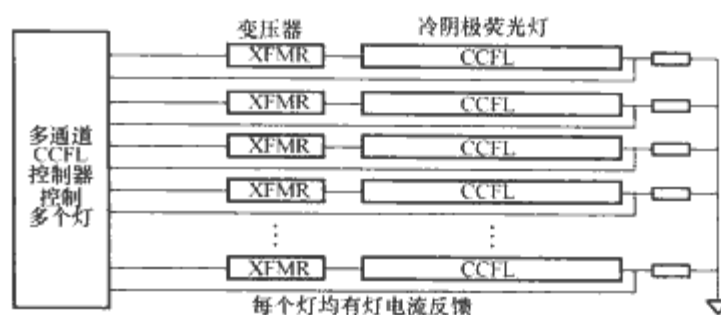


图 2.4-55 多通道 CCFL 控制器控制多个灯

图 2.4-56 为 DS3984 的冷阴极荧光灯控制器典型工作电路图 (为简单起见, 只给出一个通道的电路)。

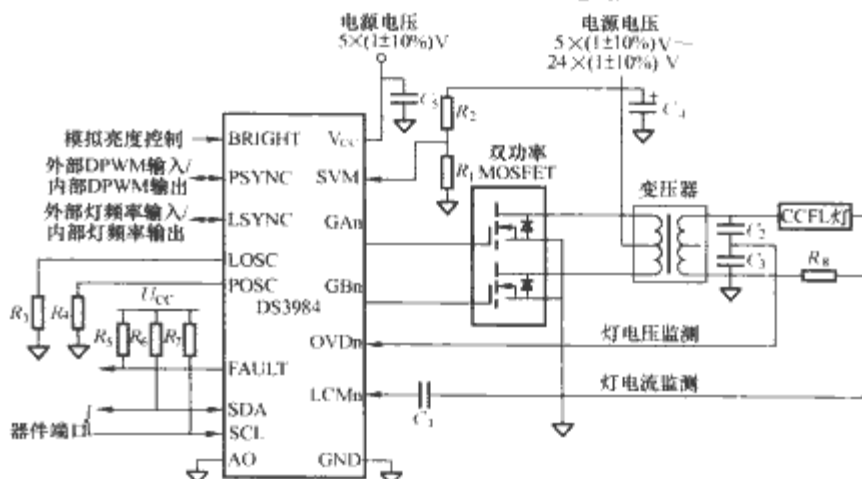


图 2.4-56 DS3984 的冷阴极荧光灯控制器典型工作电路 (一个通道电路)

5.7.3 LED 驱动电路

发光二极管 (LED) 具有体积小、寿命长、驱动电压低、耗电量低、反应速率快、耐震性佳等优点, 被广泛应用于信号指示、数码显示等领域。随着技术的不断进步, 超高亮 LED 的研制得到了成功, 尤其是白光 LED 的研制成功, 使得它越来越多地应用在彩灯装饰、甚至照明领域。由于受到 LED 功率水平的限制, 通常需同时驱动多个 LED 以满足亮度需求, 因此, 需要专门的驱动电路来点亮 LED。

5.7.3.1 几种 LED 驱动电路

(1) 电阻限流电路。如图 2.4-57 所示, 电阻限流驱动电路是最简单的驱动电路。但其通过 LED 的电流随输入电压波动而变化, 调节性能差、效率低。

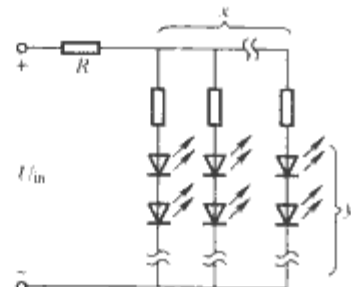


图 2.4-57 电阻限流电路图

(2) 线性调节器电路。线性调节器的核心是利用工作于线性区的功率三极管或 MOSFET 作为一动态可调电阻来控制负载。线性调节器有并联型和串联型两种, 如图 2.4-58 所示。

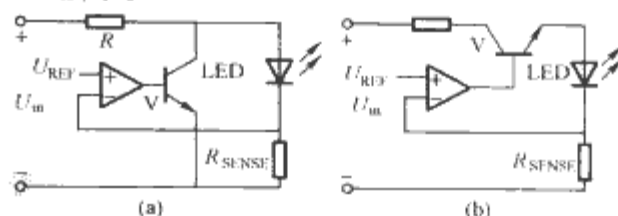


图 2.4-58 线性调节器电路图

(a) 并联型线性调节器; (b) 串联型线性调节器

由于功率三极管或 MOSFET 管都有一个饱和导通电压, 因此, 输入的最小电压必须大于该饱和电压与负载电压

之和,电路才能正确地工作。

(3) 开关调节器电路。上述驱动技术不但受输入电压范围的限制,而且效率低。在用于低功率的普通 LED 驱动时,由于电流只有几个毫安,因此损耗不明显,当用作电流有几百毫安甚至更高的高亮 LED 的驱动时,功率电路的损耗就成了比较严重的问题。开关电源是目前能量变换中效率最高的,可以达到 90% 以上。Buck、Boost 和 Buck-Boost 等功率变流器都可以用于 LED 的驱动。

图 2.4-59 (a) 为采用 Buck 变流器的 LED 驱动电路,该驱动电路不但简单而且不需要输出滤波电容,降低了成本。但是,Buck 变流器是降压变流器,不适用于输入电压低或者多个 LED 串联的场合。图 2.4-59 (b) 为采用 Boost 变流器的 LED 驱动电路,通过电感储能将输出电压提升到比输入电压更高的期望值,实现在低输入电压下对 LED 的驱动。图 2.4-59 (c) 为采用 Buck-Boost 变流器的 LED 驱动电路。Boost 和 Buck-Boost 变流器虽然比 Buck 变流器多一个电容,但是,它们都可以提升输出电压的绝对值,因此,在输入电压低,并且需要驱动多个 LED 时应用较多。

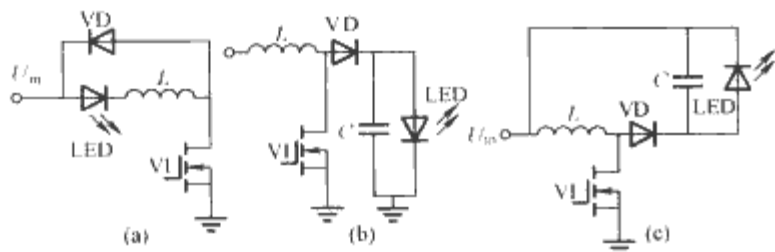


图 2.4-59 开关调节器电路图
(a) Buck 变流器; (b) Boost 变流器; (c) Buck-Boost 变流器

开关调节器电路由于其特性,一般用于所需电压较高的串联方式的 LED 驱动。

(4) 电荷泵驱动电路。当驱动并联 LED 时选用电荷泵结构较好,这种类型的 DC/DC 转换器在升压比(输出电压与输入电压之比)较低时可获得较高的效率。图 2.4-60 为电荷泵白光 LED 驱动器原理图。电压先通过自适应电荷泵调整电压,然后经过电流控制模块给 LED 提供电流。

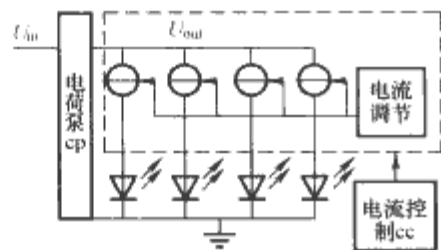


图 2.4-60 电荷泵白光 LED 驱动器原理图

5.7.3.2 LED 驱动电路的典型芯片及其应用

LT3477 是一款由凌特公司 (Linear Technology) 开发的,内部有 3A、42V 开关管的多功能 DC/DC 转换器,它可以组成升压型、降压型、升降压型及负电压输出型电源。它既有传统的电压反馈环路以实现稳压输出,又有两个独特的电流反馈环路以实现恒流输出,所以它非常适用于恒压、恒流方式驱动大电流 LED。

图 2.4-61 为 LT3477 具有开路 LED 保护功能的 330mA LED 驱动器的典型应用电路。

5.7.4 白光 LED 的驱动电路

白光 LED 是 LED 产品的一种,它不仅可用作小型彩色 LCD 的背光照明,并且由于它发光强度大、发光效率高、寿命长等特点,现在已逐步用于普通照明(手电筒、应急灯、小型照明灯),并且采用大功率白光 LED 及利用脉冲大

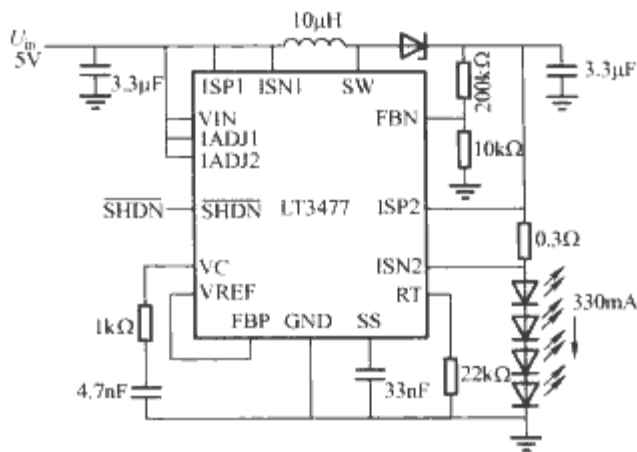


图 2.4-61 LT3477 具有开路 LED 保护功能的 330mA LED 驱动器的典型应用电路

电流供电可制成闪光灯,用于数码相机闪光灯、频闪设备及广告闪光灯。根据 LED 的尺寸大小或照明的要求常用 2~8 个 LED 一同使用,并且要求亮度可调节,一般需用专用白光 LED 驱动器来驱动。由于白光 LED 的驱动电压比其他颜色的 LED 稍高,白光 LED 驱动电路与 LED 驱动电路的结构类似但略有不同,下面简单介绍其特点、分类及典型应用芯片。

(1) 白光 LED 驱动器的分类。对于白光 LED 驱动芯片的分类,目前主要有两种,一是根据供电电压的高低分成小功率、中功率和大功率三种,另一种则按芯片功能的复杂度分成单功能型和多功能型,如图 2.4-62 所示。单功能型驱动芯片有两种,一种用开关稳压器电路进行升压,另一种使用电荷泵电路进行升压。一般,若侧重于延长电池的驱动时间,可选择使用开关稳压器电路的芯片;若侧重于减小 EMI,则倾向于选择使用电荷泵电路的芯片。多功能型驱动芯片多应用于高端手机。

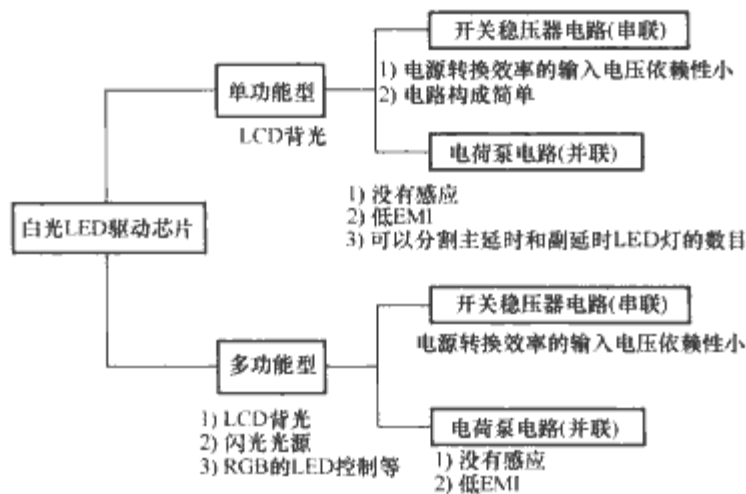


图 2.4-62 白光 LED 驱动芯片的分类 (按芯片功能分)

(2) 典型白光 LED 驱动器及其应用电路。MAX1577Y 是一种输出电压可设定、输出电流可达 1.2A 的电荷泵式大电流驱动器。

MAX1577Y 的典型应用电路如图 2.4-63 所示,它能同时驱动闪光灯、主显示和副显示的背光照明及红、绿、蓝 LED 发出多种光。

5.7.5 闪光灯驱动电路

现有的闪光灯主要有两种:氙灯和发光二极管闪光灯 (Flash LED)。与点光源 LED 相比,氙灯的亮度输出高,可轻易扩展,色温更接近自然光,且无需色彩校正。氙灯闪光灯一般用于照相机中,是高质量照相的关键特性。目前常用的闪光灯电路大多是高压闪光灯电路,它主要由振荡电路、升压变压器、储能大电容器、高压线圈和惰性气体闪光灯组

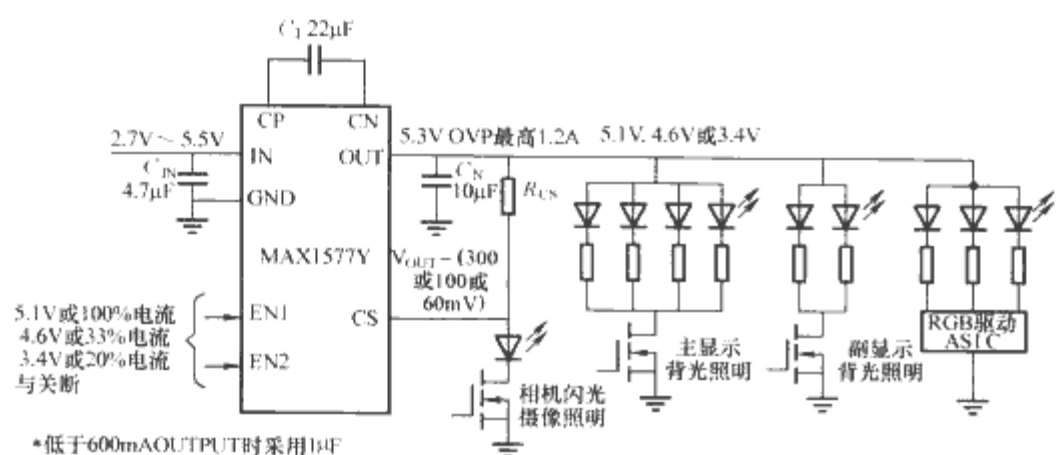


图 2.4-63 MAX1577Y 典型应用电路

成，多数是通过振荡和变压器升压，经电容器储存能量，在需要的瞬间释放并感应出高压，激发惰性气体发出脉冲光，从而获得极强的瞬时功率。

然而，以高亮度 LED 为闪光灯源的低压闪光灯的出现，给传统的闪光灯带来了革命性的变化。低压闪光灯不需振荡电路、升压变压器和储能大电容器，其电路简单、高效、省电、低成本、占 PCB 面积小，特别适用于手机、数码相机和手持设备。

低压闪光灯的驱动电路主要由升压、稳压的电荷泵、Flash LED (LED 闪光灯) 和闪光控制开关组成。手机、数码相机的低压闪光灯电路设计本着高效、低成本、占地面积小的原则来选择 Flash LED 的驱动 IC。

Sipex 公司的 SP6685 是一种最大输出电流可达 700mA 无电感白光 LED 恒定电流充电泵，主要用于驱动数码相机和摄像手机中的半导体闪光灯，也可用于摄像机断续高亮度照明灯。该充电泵可以设定两种不同的独立的可调和可选择的恒定输出电流值，分别驱动照相机闪光灯和摄像机照明灯。

图 2.4-64 为其恒定电流输出用于照相机高亮度 LED 闪光灯驱动的典型应用电路。

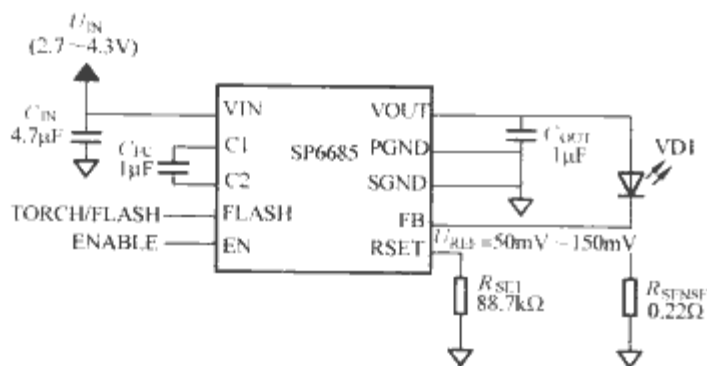


图 2.4-64 基于 SP6685 的照相机高亮度 LED 闪光灯驱动典型应用电路

6 新型电力电子集成芯片的发展与展望

6.1 智能化功率集成电路

6.1.1 智能的含义

智能化功率集成电路实际上是指具有一定工作环境监测、状态判断和控制能力的功率集成电路。当其工作在非正常状态时，如负载开路、电源欠电压或过电压、过电流或输出短路、电源短路、过热等，能检测到各类异常情况并控制产生相应的反馈动作，完成对电路的保护。智能功率集成电路包括汽车电路、工厂自动化设备、办公自动化设备和消费类电子设备所使用的电机控制器、平板显示驱动器以及高压多路调制解调器等。

6.1.2 智能化功率集成电路的特点

如前述，智能功率集成电路的应用可大幅度提高电力电子装置的性能，扩展其功能，并使其具有良好的工作环境适应性，能通过自我调节始终维持在最佳工作状态，成本也低。因此，有很好的应用前景。

它的主要特点包括：

(1) 节省空间。例如将智能功率集成电路装在电动机内部构成全集成的电动机，真正实现了机电一体化。

(2) 保护功能强。内部往往备有过电流、过电压、超温等保护电路，以保证装置安全运行。

(3) 利于定时控制。集成电路内部布线非常短，不会出现延时线效应，且有利于提高可靠性。

6.1.3 智能化功率集成电路的分类

智能功率集成电路按应用的电压范围和被控电流的大小可分为：

- (1) 高压小电流。例如平板显示器驱动器。
- (2) 低压大电流。例如汽车用继电器、车灯驱动器等。
- (3) 高压大电流。例如电动机驱动器。

若按接线结构形态又可分为：

(1) 高端开关。特点是负载的一端接地，开关则介于负载另一端与电源正极之间。这种类型在汽车内使用较多普遍，因为车辆的地盘是低电位，它连到电池的负端，开关功率负载减少了腐蚀带来的问题，并可使漏电减至最小。比较而言这种接法最为安全可靠。

(2) 低端开关。低端开关也称漏极开路或集电极开路电路。这种开关因为源极接地，不仅简化了控制电路，而且也能使工作电压范围拓宽。

(3) 图腾柱或半桥电路。这种电路结构适于高速驱动负载，是逆变器的基本单元。

(4) 全桥电路。全桥电路又称双 H 桥驱动器，主要用于直流电动机、步进电动机、无刷直流电动机等的控制与驱动。

6.2 典型电源类 SOC 集成电路

单片开关电源具有单片集成化、最简外围电路、最佳性能指标、无工频变压器、能完全实现电气隔离等显著特点，被称为“顶级开关电源”。典型产品有美国 PI 公司生产的三端隔离反激式脉宽调制单片开关电源集成电路。1994 年生产的 TOPSwitch 系列是其第一代产品，1997 年生产的 TOPSwitch-II 系列 (TOP221~TOP227) 是其第二代产品。TOPSwitch-II 系列的应用简化了 150W 以下开关电源的设计和新产品的开发工作，也为新型、高效、低成本开关电源的推广与

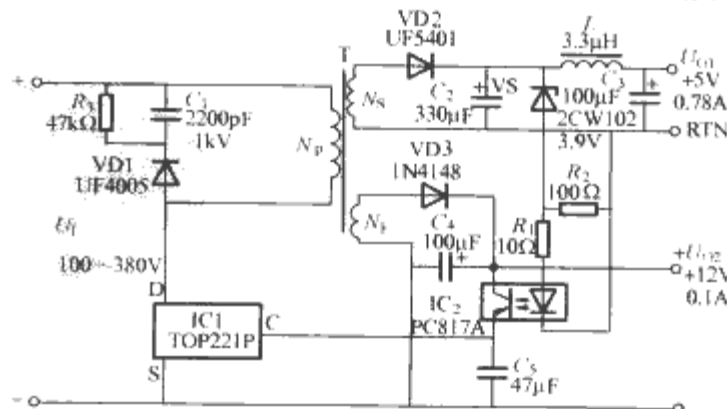


图 2.4-65 TOPSwitch-II 的典型应用电路

普及创造了良好条件。其同类产品还有 WS157/106。

由 TOP221P 构成的 +5V、+12V 双路输出的 4W 后备式开关电源, 典型应用电路如图 2.4-65 所示。

电路中使用 TOP221P (IC1)、线性光耦合器 PC817A (IC2) 各一片。该电路能在主电源断电后继续供电, 确保仪器设备中的 CPU 以及实时日历时钟芯片内部 RAM 中的数据不致丢失, 也可使遥控端口的工作状态维持一段时间。输入端接直流电压 U_1 , U_1 值应视交流输入电压 u 的变化范围

(例如 85~245V) 而定。T 为高频变压器, N_P 为一次绕组, N_S 为二次绕组 (也称为输出绕组), N_F 为反馈绕组, 图上的黑点代表各绕组的同名端 (也称为同相端)。它采用带稳压管的光耦反馈电路。隔离式 +5V 输出专为需要掉电保护的电路供电, 而非隔离式 +12V 输出可给主电源的 PWM 控制器等供电, 使之处于待机状态, 一旦来电, 主电源立即转入正常工作状态。图中的 RTN 为 +5V 输出的返回端 (RETURN), 即公共/接地端。

第5章 电力电子模块

1 模块发展现状

电力电子模块是在电力电子器件的基础上发展起来的。电力电子器件从早期不控二极管器件、半控晶闸管器件不断发展到全控型门极可关断晶闸管（GTO）、场效应晶体管（MOSFET）、绝缘栅双极晶体管（IGBT）和集成门极换流晶闸管（IGCT）等。进入20世纪80年代中后期，电力电子器件的研究开发不断朝着多管芯并联和功能拓扑结构方向发展，将多个相同的电力电子器件或多个相互配合使用的不同电力电子器件封装在一个模块中，以实现一个大功率等级或者具备典型拓扑结构的功率模块。通过模块的标准化，不仅可以缩小功率电路的体积、降低成本、提高模块性能和可靠性，更重要的是对工作频率较高的电路，可以大大减小线路电感，提高器件开关性能。这种只包含功率器件的模块被称为功率模块（Power Module）。如图2.5-1所示，为IXYS公司包含了三相整流、IGBT三相逆变和刹车电路的三相逆变功率模块。

更进一步，如果将电力电子器件与逻辑、控制、保护、传感、检测、自诊断等信息电子电路制作在同一芯片上，则称为功率集成电路（Power Integrated Circuit, PIC）。功率器件及其辅助器件与其保护和驱动电路的集成称为智能功率模块（Intelligent Power Module—IPM）。IPM的典型代表为三

菱公司的智能IGBT模块和国际整流器公司的iMotion模块，模块内为6个IGBT构成的三相逆变电路，内部包含驱动电路、欠电压、过电流保护和温度检测保护等。商用IPM模块如图2.5-2所示。

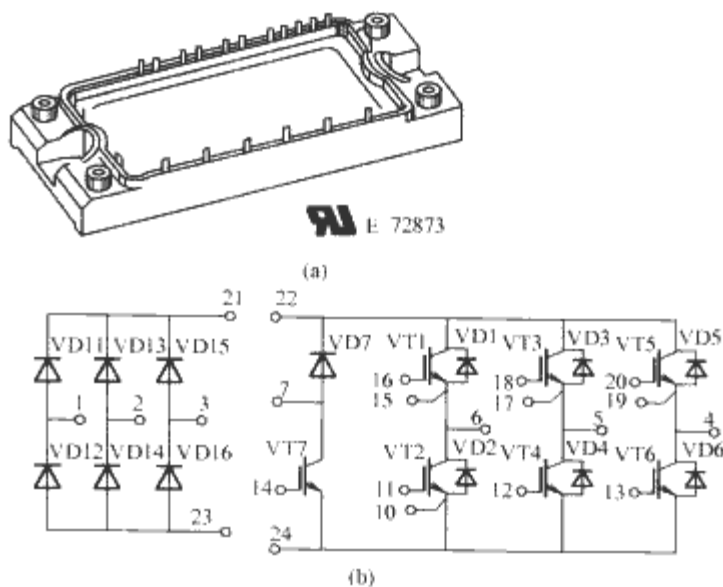
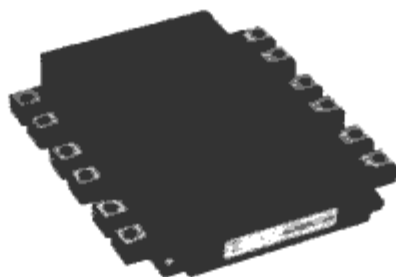
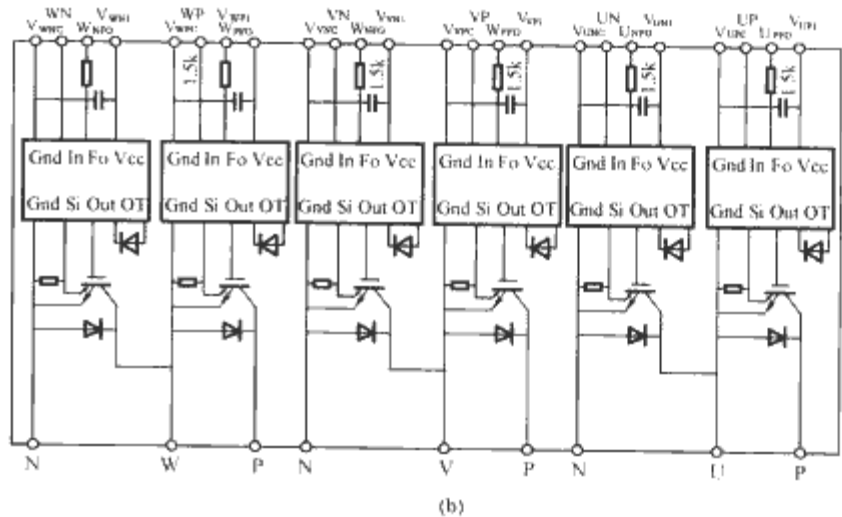


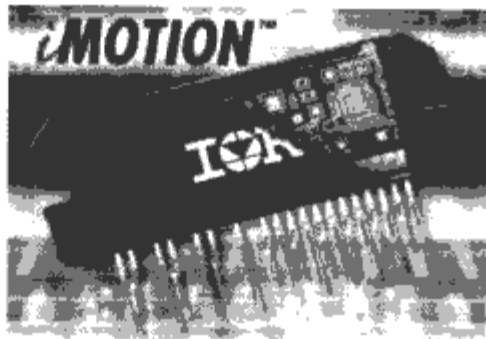
图 2.5-1 IXYS 公司包含了三相整流、IGBT 三相逆变和刹车电路的三相逆变功率模块
(a) 三相逆变功率模块；(b) 电路拓扑



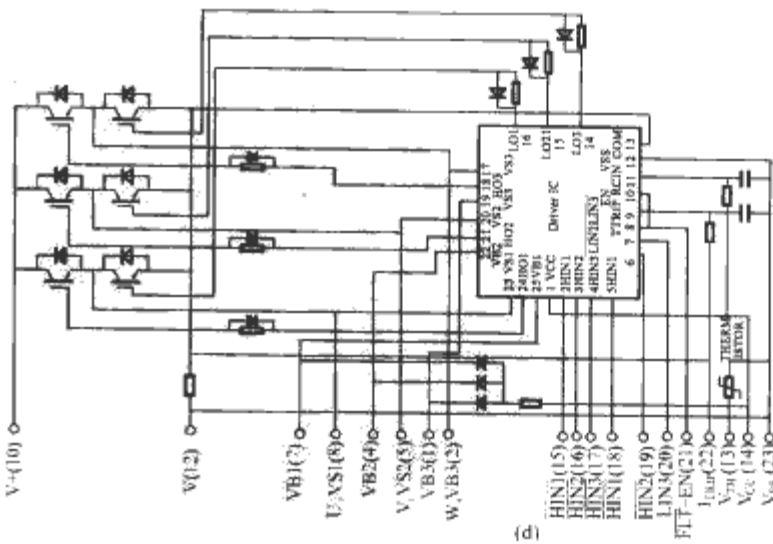
(a)



(b)



(c)



(d)

图 2.5-2 商用 IPM 模块
(a) 三菱公司 IPM；(b) 三菱 IPM 内部；(c) IR iMOTION 模块；(d) iMOTION 配置

在 80 年代末期,出现了智能功率集成电路 (Smart Power IC, SPIC),实现了纵向功率器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成。随着内部集成功能的逐步增加,智能功率集成电路的可靠性不断增强,集成的功率密度也随之不断提高。如图 2.5-3 所示为功率集成公司 (Power Integration Company)

的智能功率集成电路 TOPSwitch,内部不仅集成了一个高压 MOSFET,而且还包含驱动电路,温度、电压和电流检测电路,以及提供控制芯片工作的电压源和软起动电路。该集成电路能实现过载保护、短路保护、功率管芯的过电压保护和驱动电路的欠电压保护,以及芯片的温度保护等。

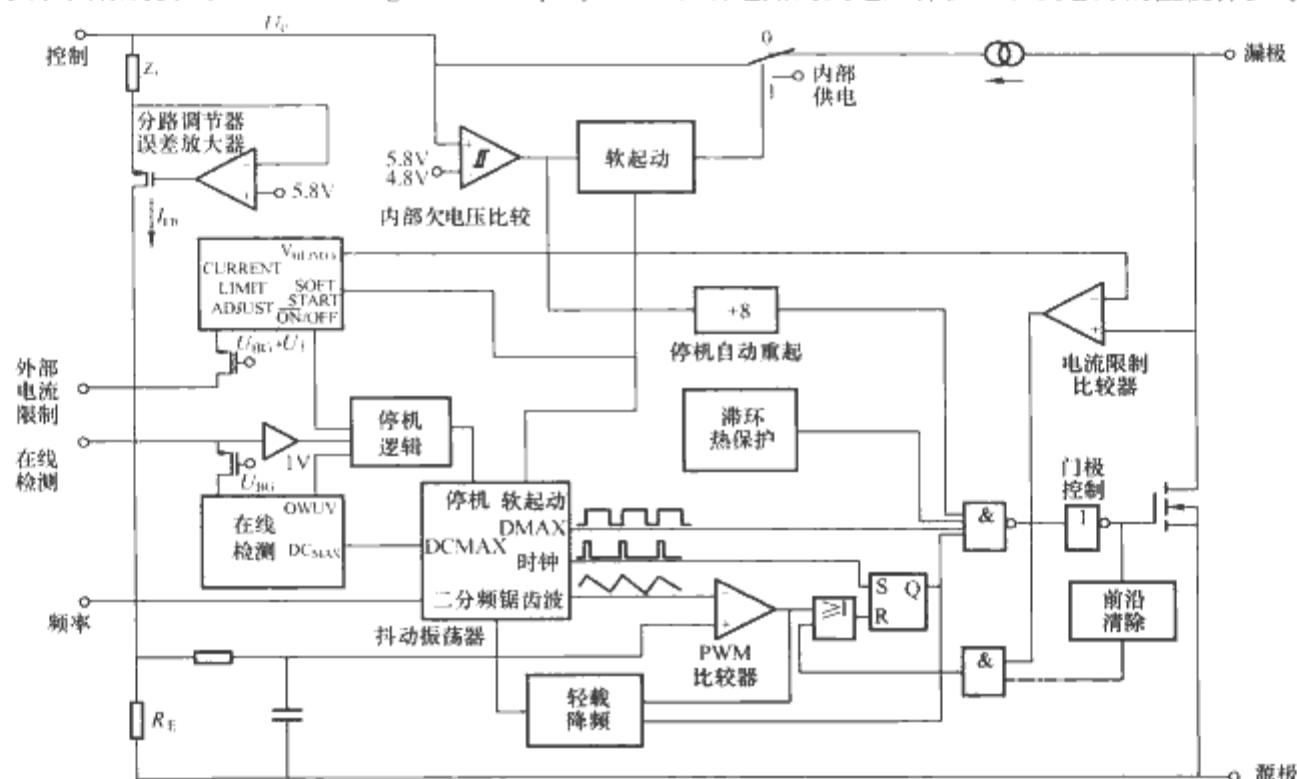


图 2.5-3 智能功率集成电路 TOPSwitch

美国海军研究局在 1997 年首次提出了电力电子积木 (Power Electronic Building Block, PEBB) 的概念,形成了电力电子集成技术的雏形。PEBB 的概念指出电力电子积木是电能加工处理单元,而不是一个特定的半导体材料,也不是一个元件,更不是一个电路拓扑。电力电子积木是为了寻求电能变换系统中电气、机械、热等的共同特征,并寻求集成所有这些技术。当然,电力电子积木不是将所有技术集成在一个模块中,而是通过多个构件模块协同工作构成一个完整的电能变换系统。就像儿童堆积木一样,电力电子积木只是一系列合理而简单的积木和工序,设计者可以根据系统需要使用这些单元构件。并且通过标准化的、通用性的积木单元可以取代许多特定功能的设备,比如像断路器、电机控制器和电能调节器。由于设计的标准化和模块化,电力电子装置的维护将十分方便,当电力电子装置出现故障时,只要将产生故障的基本电力电子积木单元更换,即可使装置继续运行。

众多研究机构、政府部门和各大著名的电力电子设备供应商通过实践研究不断完善 PEBB 概念,一致将电力电子系统划分成 4 个关键功能部件,也就是基础积木单元,它们分别是:

- 1) 辅助电源单元。
- 2) 控制单元 (电力电子控制器)。
- 3) 功率变换单元 (电力电子积木)。
- 4) 功率滤波单元。电力电子积木只是电力电子系统中的一个完成电能变换的关键部件,它内部的功率变换电路可以是半桥、单相桥,也可以是三相桥。如图 2.5-4 所示,电力电子积木内部包含:
 - 1) 功率器件的门极驱动。
 - 2) 电压、电流和温度传感器,并将检测信号经过模数转换器转换成数字信号。
 - 3) 门极驱动和传感器的供电电源。

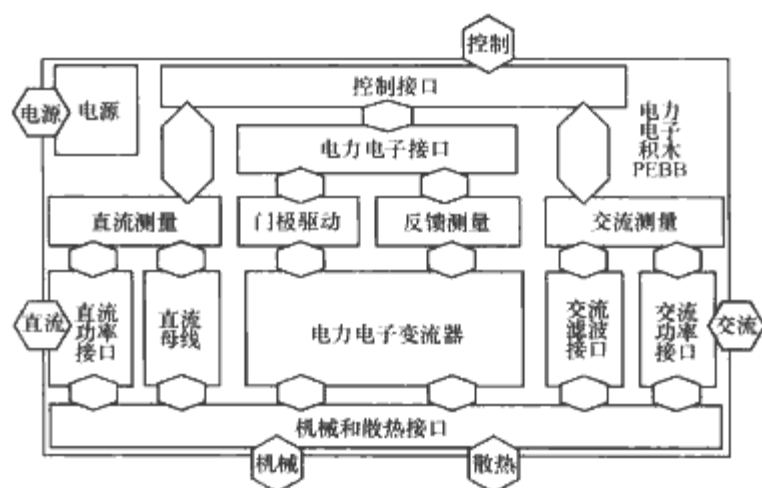


图 2.5-4 电力电子积木内部体系结构

- 4) 功率器件开关控制,包括门极驱动的脉冲发生器。
- 5) 外部接口。外部接口又分为辅助电源接口、控制接口、散热接口、机械接口和功率接口五个部分。
- 6) 功率器件保护。

在 1998 年,美国电力电子研究中心 (CPES) 比较系统和正式地提出了电力电子集成技术的思想,其核心是研制集成的电力电子模块 (Integrated Power Electronic Modules, IPEMs)。概念化的 IPEMs 是一个三维结构的模块,如图 2.5-5 所示,它拥有很高的功率密度和优良的电气性能,集成了主电路、驱动和控制电路、传感器以及磁元件和其他无源元件。同时,这样一个模块是可以被自动化制造和生产的,因此其成本大大降低。

国际整流器公司于 2002 年首次推出一种可编程隔离智能功率模块 (Programmable Isolated-Intelligent Power Module, PI-IPM)。该集成模块功率部分为由 NPT 型 IGBT 构成的三相全桥逆变器,模块内部包含可重复编程 DSP 控制器、隔离驱动、输出电流取样电阻、隔离通信接口、转速反馈接口、反击开关电源,模块输出功率为 15kW,可用于交

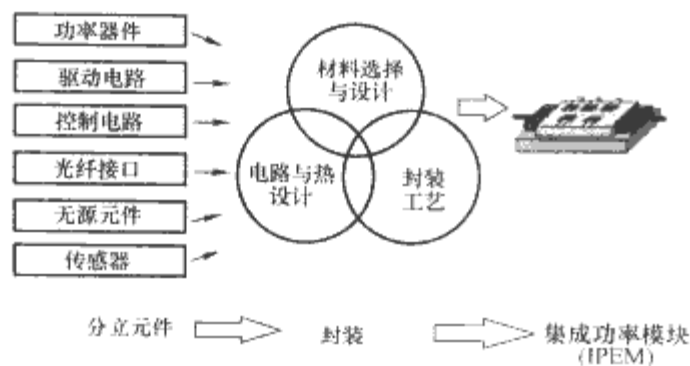


图 2.5-5 CPES 概念化 IPEMs 模块

流感应电动机、同步电动机和开关磁阻电动机等的调速控制，其外观结构如图 2.5-6 所示。

目前，在现有的技术条件下实现这样一个完全集成的电力电子模块是非常困难的，所以学术界将 IPEM 分为有源 IPEM 和无源 IPEM 两种，分别进行研究。有源 IPEM 主要实现功率器件、驱动控制电路和传感器等的集成，无源 IPEMs 主要实现磁件、电容等无源元件的集成。如图 2.5-7

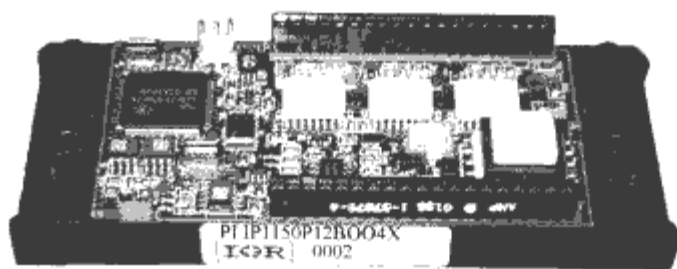


图 2.5-6 IR 公司的变频器用 IPEM 模块外观结构

所示为 CPES 根据电力电子集成的概念，研究完成的分布式电源系统用 Front-end 电源模块。整个电源系统划分成 3 个集成模块部分，EMI 滤波集成模块，完成 BOOST 升压和半桥变换功能的有源集成模块，以及 DC/DC 隔离变换用由变压器、电感和电容组成的无源集成模块。将 EMI 滤波器集成模块、有源集成模块和无源集成模块通过印制电路板实现互连，并辅助功率电感和电容从而构成一个完整的电源系统，如图 2.5-7 (b) 所示。

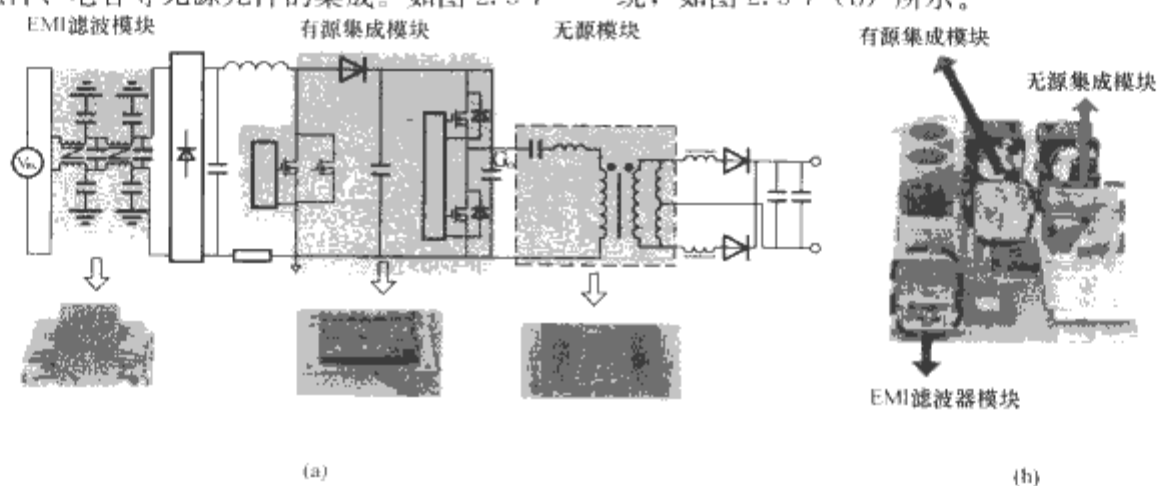


图 2.5-7 CPES Front-End 分布式电源系统模块

(a) 系统电路拓扑和各个集成模块；(b) 集成变换器实物

2 典型集成模块封装工艺

2.1 封装流程

典型铝丝键合互连的集成模块封装经历 17 个环节，如图 2.5-8 所示。具体步骤如下：

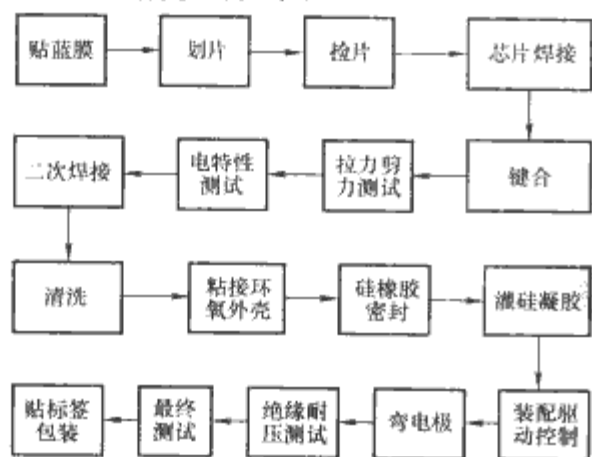


图 2.5-8 集成模块封装流程

(1) 贴蓝膜：完成功率半导体微加工的 6in 或 8in 晶元 (Wafer)。在其正反面贴上蓝膜并填充氮气密封保存，实现晶元防水、防潮和防氧化。

(2) 划片：将晶元放在划片机上，按照晶元中芯片的图形，将芯片划分开。

(3) 检片：经过电气检测，在不合格的芯片位置打通孔标记，将合格芯片 (Known-Good Die, KGD) 挑选出来作

为后续模块加工的芯片。

(4) 芯片焊接：根据模块的电路拓扑，在承载管芯的基板上表面腐蚀出所需电路图形。使用 275℃ 焊片 (Pb 92.5%，Sn 5%，Ag 2.5%)，将功率管芯，如 IGBT、MOSFET、整流二极管和快恢复二极管等功率管芯在回流焊工艺下焊接在 DBC 的覆铜层上，焊接过程采用氮气保护，并在充氢还原情况下进行。

(5) 铝丝键合：通过超声波压焊工艺将高纯度铝丝 (99.999%) 焊接到 IGBT 发射极和栅极、MOSFET 源极和门极以及快恢复二极管的阳极，并与基板的互连铜层相连。

(6) 键合铝丝拉力和剪力测试：该测试为抽样检测，通过拉力和剪力测试，检测铝丝压焊后的焊接强度，从而调整超声波压焊压力。

(7) 功率管芯电特性测试：主要测试 IGBT 和 MOSFET 传输特性、阈值电压、静态漏电流和耐压。测试合格的基板单元进入下阶段封装。

(8) 二次焊接：承载管芯的基板单元和铜基板通过 221℃ 无铅焊料 (Sn 96.5%，Ag 3.5%) 在热板上经二次回流焊焊接在一起，该过程中采用氮气保护。之后，模块的引线端子和各个承载管芯的基板之间的互连铜桥由 179℃ 低温焊料焊接到覆铜层上，同时在功率管芯周围焊接温度检测传感器和电流检测传感器。

(9) 清洗：去除焊接过程中残留物。

(10) 粘外壳：通过环氧树脂将外壳与铜基板粘接在一起。

(11) 灌硅橡胶：在外壳与铜基板粘接处灌注少量硅橡

胶，为后续灌注硅凝胶形成密闭的腔室。

(12) 灌硅凝胶：在硅橡胶形成的密闭腔室内灌注液态硅凝胶，注入剂量需淹没功率管芯以及互连铝丝，并在 150℃ 温度下使其固化。

(13) 装配驱动控制电路：通过内部引线端子，将驱动控制电路焊接在功率电路上，并用端盖密封。

(14) 弯电极：将竖直的功率引线端子弯折进外壳的端子凹槽中，并装配接线用的螺钉、垫片等。

(15) 模块的绝缘耐压测试，满足集成模块绝缘检测要求。

(16) 集成模块的最终测试：包括功能测试、功率测试和可靠性测试等。

(17) 贴标签包装。

2.2 封装结构

铝丝互连集成模块典型封装结构如图 2.5-9 所示，该模块为集成化变频器模块。除去散热器，模块分为七层结构：

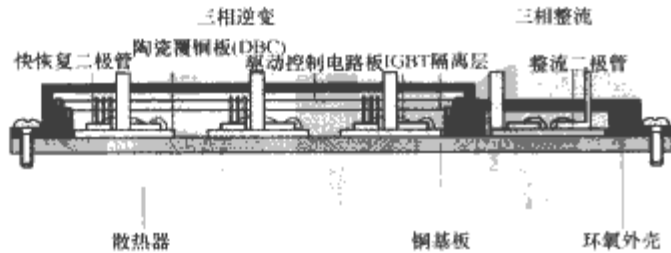


图 2.5-9 铝丝互连集成模块典型封装结构

第一层为铜基板，由 4mm 厚的纯铜构成，铜的高热导率和高机械强度，不仅为陶瓷基板提供了很好的支架和主要散热通道，而且提供了机械连接的接口，能方便地安装在散热器上。

第二层为 Al₂O₃ 陶瓷基板。上表面覆铜层被腐蚀成互连功率管芯所要求的电气连接图形。陶瓷基板主要为功率管芯提供焊接支架、电气绝缘和主要散热通道，同时也提供了功率引线端子和驱动引线端子的电气互连接口。

第三层为功率半导体管芯，它主要由整流二极管管芯、IGBT 管芯和反并联快恢复二极管管芯构成。

第四层为电气互连，实现功率管芯之间、管芯与驱动控制电路之间以及模块输入输出端子等的连接。同一陶瓷基板上的功率管芯之间主要通过铝丝键合互连，陶瓷基板之间则通过铜桥互连，管芯的驱动引线由插针引出，对于模块的输入输出端子直接由焊接在陶瓷基板上铜电极引出。

第五层为隔离层，削弱功率电路对控制驱动电路的电磁干扰和传热影响。

第六层为驱动控制电路层，它由双面单层印制电路板双面焊接表面贴装芯片构成，是整个模块的中枢，可灵活装载不同的全数字化控制算法，并提供完善的保护功能。

第七层为环氧外壳，由环氧树脂组成，并灌入聚丙硫醚材料实现模块的整体封接，并为隔离层和驱动控制电路层提供舱体和支架。

无论是单片集成还是混合集成，电力电子集成模块中的封装技术可分为薄膜技术、互连技术、基板技术和封接技术四大基础技术。在混合集成模块中，薄膜技术包含在互连技术中。下面将详细介绍集成模块中的基板技术、互连技术和封接技术。

3 基板技术

混合集成模块中的半导体管芯一般直接焊接在高热导率和高电气性能的基板上。目前，在集成模块中广泛使用的基板分为金属绝缘基板（Insulated Metal Substrate, IMS）和

陶瓷基板两种。

3.1 金属绝缘基板

金属绝缘基板由金属基板层、绝缘层和覆铜电路层构成。结构如图 2.5-10 所示，最上层为覆铜电路层，其初为一层覆铜，按照电气互连要求腐蚀成所需的电路，功率管芯、驱动控制芯片等可直接焊接在覆铜电路层上，为了便于焊接和防氧化，在焊盘处镀有 Ti、Pt、Cu、Au 等金属薄膜，其厚度尺寸有 35、50、70、105、140μm 等多种规格；中间层为绝缘介质层，一般采用导热性能良好的环氧玻璃纤维布粘结片、环氧树脂或者填充着陶瓷材料的有机介质薄膜，其厚度分为 50、75、100、150μm 四种规格。由于绝缘层为有机材料，耐高温性能差，IMS 表层的工作温度低于 125℃，耐热冲击指标为一分钟内 300℃ 高温下基板不起泡、不分层；最底层为金属基板层，其导热系数高，以便于散热，按照材质金属基板层可分为铝板、铜板、钢板和硅钢板四种，按照厚度尺寸可分为 0.5、0.6、0.8、1.0、1.5、2.0、3.0、3.2mm 等多种规格。常用的基板材料属性参数见表 2.5-1。

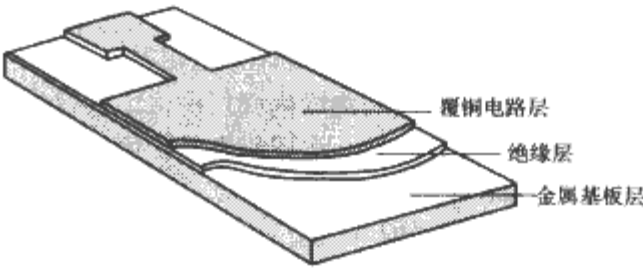


图 2.5-10 金属绝缘基板的结构图

表 2.5-1 常用基板材料属性参数

材料	电导率 10 ⁷ / (Ω·m)	密度 (g/cm ³)	热导率 [W/(m·K)]	比热容 [J/(kg·K)]	热膨胀系数 (10 ⁻⁶ /K)	杨式模量 (GPa)
铜 (Cu)	5.8	8.9	400	385	16.6	120
铝 (Al)	3.8	2.7	237	951	23.3	26
AlSiC	0.27	2.9~ 3.3	150~ 205	740~ 800	6.7~ 12.4	167~ 188

铁绝缘基板和硅钢绝缘基板具有优异的基板机械强度和导磁性，一般用在小功率的场合，如无刷直流电动机和录音机、收录一体机等。硅钢绝缘基板在磁特性方面优于铁绝缘基板。铜绝缘基板和铝绝缘基板以其优异的传热性能而大量应用于中小功率场合。但是，由于铜材密度大、成本高、易氧化，使其应用受到限制。铝绝缘基板具有良好的电气性能、散热性、电磁屏蔽性、弯曲性能、绝缘性能和机械加工性能，适合于中小功率组件表面贴装工艺，广泛应用于电源中的 DC/DC 变流器、AC/DC 变流器、DC/AC 变流器，汽车、摩托车的电压调节器和点火器，音响输出放大器、均衡放大器和前置放大器，工业电动机控制器，固态继电器，光电源等需要耐冷热循环及耐用性高的电子器件电路基板等领域。表 2.5-2 列出了常用类型铝基板的性能指标参数。

表 2.5-2 铝基板性能指标参数

性能指标	商用铝基板					国家军用标准
	LED-601	IMS-F1	IMS-2	IMS-3	IMS-4	
抗剥强度 (N/mm)	2.4	2.4	2.4	2.2	2.2	1.8
抗冲击起 泡试验	288℃, 5min, 不 分层, 不 起泡	288℃, 5min, 不 分层, 不 起泡	288℃, 5min, 不 分层, 不 起泡	288℃, 5min, 不 分层, 不 起泡	288℃, 5min, 不 分层, 不 起泡	260℃, 5min, 不 分层, 不 起泡

性能指标	商用铝基板					续表
	LED-601	IMS-H1	IMS-2	IMS-3	IMS-4	国家军用标准
击穿电压 AC(kV)	5.0	10.0	10.0	4.0	3.0	2.0
介电常数	6.5	4.6	4.3	3.7	3.7	≤4.4
介质损耗因数	0.021	0.015	0.018	0.032	0.032	≤0.03
表面电阻率 (MΩ)	5.9×10^5	6.2×10^5	6.1×10^5	1×10^5	1×10^5	$\geq 10^5$
体积电阻率 (MΩ·m)	1.3×10^7	1.7×10^7	1.4×10^7	1.0×10^7	1.0×10^7	$\geq 10^6$
绝缘层导热系数 [W/(m·K)]	1.5	1.13	1.3	0.75	0.84	—
绝缘层热阻 (K/W)	1.0	0.95	0.75	1.42	1.22	2
燃烧等级	94V-0	94V-0	94V-0	94V-0	94V-0	FV-0

3.2 陶瓷基板

陶瓷基板由导电互连层与绝缘陶瓷层构成，各层材料在高温烧结下紧紧地焊接在一起，形成陶瓷基板原始板材，单层陶瓷基板的内部结构如图 2.5-11 所示。导电互连层一般采用钼 (Mo)、钨 (W)、铜 (Cu) 或铝 (Al) 作为互连层导电材料。陶瓷材料典型的为 Al_2O_3 、 AlN 、 BeO 和 SiC 等，由于 BeO 对环境造成严重污染，目前已被欧盟等国禁止使用。其中 AlN 、 BeO 、 SiC 为高导热陶瓷材料，其导热率可超过 $250\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ 。 Al_2O_3 陶瓷材料由于其资源丰富，烧结加工容易而被普遍使用，但相对于其他陶瓷材料存在着导热率低（仅为 AlN 陶瓷的 $1/10$ ）、热膨胀系数大等缺点。各陶瓷材料的详细属性参数见表 2.5-3。

表 2.5-3 陶瓷材料属性参数						
性能指标		三氧化二铝 (Al_2O_3)	氮化铝 (AlN)	氧化铍 (BeO)	碳化硅 SiC	单晶硅 Si
纯度		≥96%	≥97%	—	—	—
密度 (g/cm^3)		3.7~3.9	3.3	2.9	3.2	2.3
力学性能	抗弯强度 (MPa)	270~290	400~500	170~230	450	520
	压缩强度 (MPa)	2000~2300	—	—	—	—
	弹性模量 (MPa)	$3.7 \sim 3.9 \times 10^5$	3.3×10^5	3.2×10^5	4.0×10^5	7.8×10^5
电气性能	绝缘耐压 (kV/mm)	15	14~17	10	0.1~0.2	$10^{-3} \sim 4.5$
	体积电阻率 ($\Omega \cdot \text{cm}$)	$>10^{14}$	$>10^{14}$	$>10^{14}$	$>10^{13}$	$10^{-3} \sim 10^8$
	介电常数 ϵ_r (1MHz)	9.8	8.8	6.5	45	12
	介电损耗 $\tan\delta$ (1MHz)	3×10^{-4}	$5 \times 10^{-4} \sim 1 \times 10^{-3}$	5×10^{-4}	0.05	—
热学性能	热膨胀系数 ($10^{-6}/\text{K}$)	7.4	4.5	8	3.7	2.6
	热导率 [$\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$]	24~28	180~270	250	270	150
正常工作温度范围 ($^{\circ}\text{C}$)		-55~+850	-55~+850	—	—	—
烧成温度 ($^{\circ}\text{C}$)		1500~1650	1650~1800	2000	2000	—

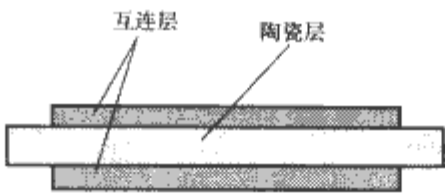


图 2.5-11 陶瓷基板的结构图

陶瓷基板按照导电互连层于绝缘陶瓷层烧结温度的不同可分为高温共烧陶瓷基板 (High Temperature Co-fired Ceramic Substrate, HTCC) 和低温共烧陶瓷基板 (Low Temperature Co-fired Ceramic Substrate, LTCC)，如图 2.5-12 所示。在高温共烧陶瓷基板中， Al_2O_3 、 AlN 、 BeO 和 SiC 等陶瓷材料直接与高熔点金属材料 Mo 和 W 等在 $1500 \sim 2000^{\circ}\text{C}$ 高温下烧结成基板材料。该高温共烧过程需要在还原性气氛中，工艺难度大，同时 Mo 和 W 本身的电阻率较高，布线电阻大，线路损耗大。为了解决这些问题，将玻璃和陶瓷混合可降低共烧温度至 900°C ，因此布线材料可采用电阻率低的 Ag 、 Cu 、 Au 和 Al 等，由该工艺加工成的基板称为低温共烧陶瓷基板。

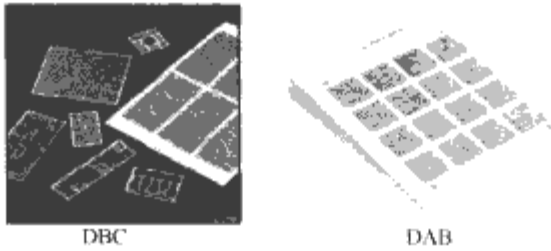


图 2.5-12 加工成型后的陶瓷基板

在电力电子集成模块中广泛采用的为低温共烧陶瓷基板。将铜与陶瓷材料共烧形成的基板称为直接键合铜陶瓷基板 (Direct Bonded Copper, DBC; 或 Direct Copper Bonding, DCB)。将铝与陶瓷材料共烧形成的基板称为直接键合铝陶瓷基板 (Direct Aluminum Bonded, DAB)，相对于 DBC 陶瓷基板，DAB 陶瓷基板具有质量轻、易于铝丝键合等优点。

陶瓷基板材料以其优异的综合性能和低成本，自 20 世纪 80 年代初就已广泛应用于电力电子模块中。在机械特性方面，陶瓷基板有很高的机械强度，表面光滑，能很好的抗翘曲、弯曲、微裂纹等；在电学特性方面，陶瓷基板具有优异的电气绝缘性能，很高的绝缘耐压和体积电阻，其介电常数和介电损耗都很低，且随温度变化小；在热学性能方面，陶瓷基板具有非常高的热导率，能耐 850°C 的高温，其热膨胀系数与 Si 材料非常接近，因此陶瓷基板有非常优异的功率循环能力（功率循环超过 50000 次），并可以减少功率管芯与基板之间的热应力；此外，陶瓷基板的化学稳定性好，抗酸碱腐蚀性好，表面吸附能力强，容易金属化。

与铝基板相比较，陶瓷基板材料具有更高的导热性和更大的载流能力。陶瓷基板作为电子电路构架和互连的基板材料，以其优异的电气性能、热性能和机械性能，将取代普通的印制电路板，广泛应用于高散热功率以及高热失效的场合。例如，混合集成功率电路、功率控制电路、功率半导体模块、智能功率模块、固态继电器、高频开关电源 (High Frequency Switch Mode Power Supplies, SMPS)、电子加热设备以及汽车电子、军事装备和航天科技的电子模块等。

目前， Al_2O_3 陶瓷基板价格较低、实用性强，从机械强度、绝缘性、导热性、耐热及热冲击性、化学稳定性等方面考虑，其综合性能最好，作为基板材料使用最多，加工技术和其他材料相比也最先进。 AlN 陶瓷基板由于其优异的热导率，热膨胀系数比 Al_2O_3 更接近 Si ，因此 AlN 陶瓷基板

更适合半导体芯片的高功率密度封装，特别是作为多芯片模块（MCM）封装的基板具有更好的应用前景。

4 互连技术

互连技术在电力电子集成模块中起着承上启下的作用，对集成模块的电气性能、电磁兼容和可靠性有着重要的影响。有效的互连技术不但可以实现模块内的电气互连，而且还能显著降低模块内的封装寄生参数（RLC），从而削弱模块内的高频电压尖峰和高频振荡，改善集成模块的电气性能。通过高密度互连技术，有效减小模块内互连导线的回路长度和面积，削弱集成模块的 EMI 干扰，而且各互连层之间能实现良好的电磁屏蔽，有效地削弱了模块内功率器件产生的电磁干扰对控制、驱动保护电路的影响，从而实现集成模块的电磁兼容。此外，良好的互连工艺不仅实现功率管芯的双向散热，而且还能承受模块内的热应力、机械应力和电磁应力的冲击，从而增强模块的可靠性。

电力电子集成模块的互连技术经过数十年的不断发展，已经形成四大类型互连工艺。第一类为引线键合互连工艺（Wirebond Technology），包括铝丝互连工艺（Al Wire Bonding）、铜丝互连工艺（Copper Wire Bonding）和金丝互连工艺（Au Wire Bonding）；第二类为双面焊接互连工艺，包括焊料直接焊接工艺（Direct-Solder Bonded Technology）、凹陷阵列焊接工艺（Dimple-Array Solder Joints Technology）、金属柱互连工艺（Metal Posts Interconnected Parallel Plate Structure Technology），以及倒装球焊工艺（Flip-Chip Solder Ball Technology）等；第三类是金属化互连工艺，包括功率覆盖技术（Power Overlay Technology）和嵌入式功率技术（Embedded Power Technology）等；第四类是压接工艺（Pressure Contact）。下面将对这些主要互连技术的工艺原理及其特点进行介绍。

4.1 引线键合互连工艺

引线键合互连工艺，特别是铝丝键合互连工艺，以其成熟的加工工艺、良好的成品率和热、功率循环，已广泛应用于电力电子集成模块。目前中、小功率等级的集成模块 90% 以上均采用这种工艺制造。铝丝互连工艺是通过超声压焊的方法将高纯度铝丝（99.999%，直径范围 0.25 ~ 0.5mm）与硅片表面的蒸铝层连接在一起。在超声能量的作用下，焊接点处的氧化层会被击碎，从而使铝丝与硅片表面的铝层之间形成可靠的连接。为了提供足够的载流能力以及使硅片内部的电流比较均匀，功率管芯表面一般采用多条铝丝并联，图 2.5-13 给出了一个商用 IGBT 模块内部铝丝互连工艺原理示意图。

采用铝丝互连的 IGBT 模块主要由 3 层组成：IGBT 管芯、双面敷铜陶瓷基板（DBC）以及金属基板。IGBT 管芯的集电极通过高温焊料直接焊接到 DBC 上，而发射极和栅极则通过键合铝丝与陶瓷板的敷铜层相连。DBC 底部的敷铜层与金属基板通过焊料焊接在一起。DBC 的主要作用是实现硅片与金属基板的绝缘并为硅片提供良好的散热途径，另外，通过腐蚀工艺可以制作出互连电路并焊接模块的引出端子。

铝丝互连工艺是迄今为止最为成熟和成本最低的一种工艺，同时自动化铝丝压焊机的应用大大提高了模块封装的成品率和产量。铝丝的超声压焊技术不会产生杂质微粒而影响后续封装工艺，因此也不需要采用额外的清洗等工艺措施。铝丝互连技术没有危险性，也不会产生对环境有害的物质。

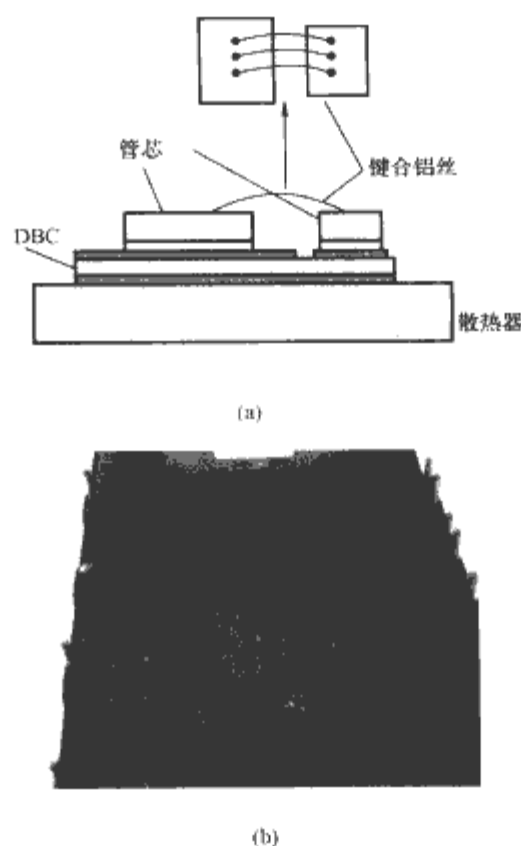


图 2.5-13 商用 IGBT 模块内部铝丝互连工艺原理示意图
(a) 示意图；(b) 实物图

这些都是铝丝互连工艺重要的优点。

然而，铝丝互连工艺也存在着许多缺陷，特别在大功率和高温度循环的集成模块中，这些缺陷更加突出。

(1) 互连铝丝脱落。铝丝互连 IGBT 模块在温度和功率循环实验后出现失效，而近 70% 的失效是由互连铝丝压焊点的“拔起”或脱落引起的，这表明铝丝互连键合点是 IGBT 模块中最薄弱的环节。造成互连铝丝压焊点“拔起”的原因主要有：

1) 超声波压焊：键合点的质量受到压焊时的压力和温度这两个工艺参数的影响，小的键合压力不足以使键合铝丝有效地击碎管芯表面的氧化层而形成良好的键合点，同时在 150℃ 条件下的键合形成的键合点尺寸比常温下的键合点尺寸大一倍以上，所以较高的键合温度也能形成良好的键合点。同时，硅片表面污染也是影响焊接质量的重要因素，由于没有进行充分的表面清洗，硅片表面碳原子和氧化物残留量大，导致键合点的接触电阻增加，并加速键合点的失效。

2) 热应力：温度循环和功率循环过程中产生的剪切应力不断拉伸铝丝键合点两边，并逐步向键合点中心蔓延。长期作用下，键合点有可能发生疲劳脱落，特别是较长的铝丝，这个问题更严重。此外，硅与铝的热膨胀系数不一致性，容易引起管芯上表面蒸铝层起泡。

3) 电迁移：蒸铝层和键合铝丝在高密度的电流流经方向产生铝原子的移动，形成铝堆积和空洞现象。电迁移会引起互连铝丝在键合点的空洞不断增加，导致键合点接触电阻增加，较大电流流过键合点会引起铝丝熔断。另外，高温对于电迁移也有重大的影响，在高温条件下，即使电流密度比较低，铝丝键合点也会产生电迁移现象。

(2) 管芯焊料层失效。这主要是因为管芯焊料与硅片的热膨胀系数不匹配，模块在温度循环过程中会在焊料层与管芯之间产生局部热应力集中现象，长期作用下，管芯焊料层便出现断裂，当循环温差在 100℃ 以上时，断裂层主要集中于管芯的边缘，而在 80℃ 以下时，断裂层分布于整个管芯

焊料。随着焊料层的断裂,焊料层热阻不断增加,导致管芯工作温度急剧升高,加速了铝丝键合点失效。

(3) 可靠性。铝丝互连的模块只能单向散热,互连铝丝对管芯的散热不起作用。此外,较长的铝丝互连引起较大的寄生电感,从而影响模块的电气性能。而且,由于集肤效应和邻近效应,多铝丝并联的结构在开关瞬态各铝丝内的电流分布不均匀,这对互连的长期可靠性非常不利。最后,并联铝丝之间还因为脉冲电磁力的作用而产生机械振动,长期工作也会对互连的可靠性带来影响。

4.2 双面焊接互连工艺

为了克服铝丝互连工艺存在的键合铝丝拔起、单向散热以及较大的寄生电感等问题,缓和模块内的热应力和机械应力,高密度封装技术应运而生。提高集成模块的封装密度,一方面是提高模块内的互连密度,另一方面是提高模块的散热能力,降低模块的结壳热阻。双面焊料焊接工艺采用焊料焊接在功率管芯表面进行互连取代了传统的互连铝丝,这种方式通过增加管芯表面的互连面积,不仅降低了电气互连的电流密度以及运行过程中的热应力和机械应力,而且管芯的耗散功率可以经管芯上表面热传导至模块外壳,实现了功率管芯的双面散热。双面焊接互连工艺分为前期的管芯表面金属化工艺和后期的焊接互连工艺。

4.2.1 管芯表面可焊金属化工艺

目前常规工艺的 MOSFET 或 IGBT 管芯的上下两个表面采用不同的金属化方式。以 IXYS 公司的 IGBT 管芯为例,它的一个表面(集电极)采用 Cr/V-Ni/Au 金属化,具有可焊性,可以将其通过焊料与 DBC 焊接在一起;但是管芯的另一个表面上的发射极与栅极采用的是 Al 金属化,其目的是为了适合铝丝互连工艺。由于 Al 金属化的表面是不可焊的,为了实现双面焊接的高密度封装,必须对管芯的 Al 金属化层进行改造,使其成为可焊平面。

CPES 的 Shatil Haque 与 Guo-Quan Lu 等人研究了一种基于 IBM 公司发明的“C4”工艺(Controlled Collapse Chip Collection)对 IGBT 管芯的 Al 层进行金属化的技术,并利用这种技术成功的在 IGBT 管芯的 Al 层上生成了 Ti-Ni-Cu 和 Cr-Cu 金属化薄层,从而使 IGBT 管芯成为双面可焊接的管芯。这种工艺的过程主要分为两步:

(1) 硅片表面的等离子清洗:硅片表面质量对金属化处理工艺具有重要的影响,Al 层的污染物包括氧化物和碳氢化合物等,而这些杂质的存在严重影响着蒸铝层表面的附着力和晶体外延的生长及氧化,因此必须有效的清除 Al 层的污染物。清洗工艺在真空室内进行,通过氩气电离生成等离子体,被加速的氩等离子体均匀的冲击 Al 层并带走污染物。

(2) 物理气相沉积金属化:当清洗工序完成后,通过溅射工艺依次在 Al 层上制作 0.2~0.5 μm 的 Ti/Cr 金属作为附着层,0.5 μm 的 Ni 金属作为防止焊料扩散的阻碍层,1.5~2.0 μm 的 Cu 金属作为最后的可焊层。这步工序需要一个不锈钢制作的掩模板来控制溅射部位,从而仅使焊盘部位被金属化处理。

管芯 Al 层的金属化还可以采用无电镀的化学沉积工艺来实现,这种工艺适合批量生产,成本较低,并可缩短金属化时间。化学沉积工艺有如下优点:①能为焊盘提供优异的附着力;②金属化层的电阻低;③能生成合适厚度的焊料附着层;④生成的互连稳定而且廉价。管芯 Al 层金属化分为以下两个步骤:

(1) 管芯表面的化学清洗:首先采用无腐蚀性的硅酸盐

溶液清洗硅片表面的油脂、化合物和污点,然后用带微腐蚀性的抛光剂对焊盘表面进行抛光和整平处理,不过要防止腐蚀对 Al 层表面造成过大的影响。最后,用稀硝酸溶液清洗硅片表面。

(2) 化学镀敷金属化:首先,采用锌酸盐溶液去掉 Al 层表面的氧化铝,并生成一层厚的 Zn 金属膜;然后,将硅片浸入低温的镍离子化学镀槽进行镀镍,在此过程中,Zn 膜被镍离子置换,生成的镍金属层既起到附着层的作用,也起到阻碍焊料扩散层的作用;最后,为了防止氧化并促进焊料的浸润,在镍层表面再沉积一个 Au 的薄层。

4.2.2 倒装球焊互连工艺

在各种功率半导体模块的高密度互连技术中,类似于集成电路 BGA 封装的倒装球焊互连工艺备受封装界关注,也是研究最多的一种技术。倒装球焊技术不仅能提高集成模块的封装密度,减小模块封装尺寸,而且能提供更多的互连端子,更短的互连尺寸,从而减小封装寄生参数,提高管芯的工作频率。图 2.5-14 为这种工艺的原理示意图。

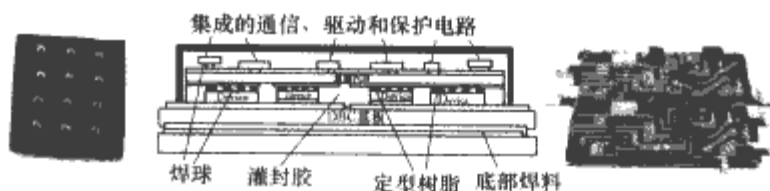


图 2.5-14 倒装球焊互连技术的工艺原理

倒装球焊互连工艺的关键技术是将管芯封装成为一个 D²BGA (Die Dimensional Ball Grid Array—D²BGA) 的结构,如何在焊盘上制作焊球阵列是这种封装技术的核心问题。D²BGA 封装主要由管芯、内层焊帽、高铅含量的焊球以及定型树脂几部分构成,其封装流程主要分为四步:

(1) 在管芯的 Al 层附上一层 Kapton 材料的薄膜,并光刻出焊料键合点图形,该图形作为溅射屏蔽层。之后,采用金属化处理(UBM)在焊料键合点溅射 Ti/Ni/Ag 三层金属,使其具有可焊性。

(2) 将熔点为 221℃ 的合金焊料 (Sn96.5%, Ag2.5%) 通过丝网印刷到焊盘上并预热来制作焊帽。

(3) 选择熔点为 268℃ 的高铅焊球 (Sn10%, Pb90%) 置于焊帽之上,然后进行充分的回流焊,这样将形成高度约为 1mm 左右的堆叠结构。

(4) 选择定型树脂填充焊球阵列之间的间隙,为便于焊接露出焊球的顶部。

对于这样一个可以表面贴装的 D²BGA 结构的管芯,将其有焊球的一侧贴装到柔性印制电路板上,而另外一侧则焊接到 DBC 基板上,印制电路板可以用来集成驱动和保护电路以及通信电路等,这样就实现了一个高密度三维封装的电力电子集成模块。目前,Fairchild 公司的 BGA MOSFET 以及 IR 公司的 FlipFET 技术都采用这种互连方式。

4.2.3 焊料直接焊接工艺

焊料直接焊接工艺将倒装球焊的焊料球用焊料层替代,省去了在可焊管芯表面制作焊球阵列的工序。图 2.5-15 给出了采用双面可焊硅片实现焊料直接焊接互连工艺的原理和实物照片。

这种工艺是采用软合金焊料和回流焊工艺将硅片的顶部和底部电极直接焊接到上下两片 DBC 上。软合金焊料是非常理想的互连材料,具有优良的电气性能以及导热性能,并且熔点低,在适度的温度下焊接,还可以形成一定的几何形状。采用焊料直接焊接工艺可以实现很高的封装密度,工艺

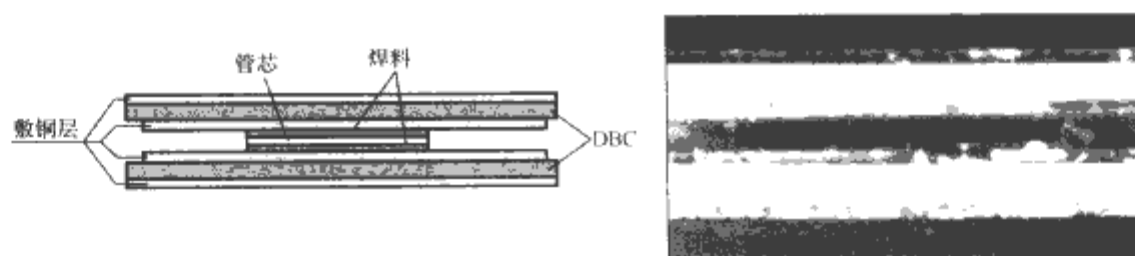


图 2.5-15 管芯直接互连的工艺原理和实物照片

也简单。由于硅片可以从上下两个方向同时导热，并且导热能力基本相同，因此这种互连工艺具有极佳的散热性能。另外，硅片上下表面与 DBC 的大面积焊接使得互连本身具有很大的载流能力和很低的寄生电感，因此其电气性能也非常优良。

但是，在硅片上下表面均采用大面积的焊料焊接，由于 DBC、硅片以及焊料层具有不同的热膨胀系数，会导致硅片和焊料层承受较大的热应力，容易造成硅片碎裂或者焊料内出现断层，结果导致器件的电气性能的下降或者失效。目前采用这种互连技术的封装工艺有 Vishay Siliconix 公司的 PowerConnect 技术以及 IR 公司的 CopperStrap 和 DirectFET 等。

4.2.4 凹陷阵列焊料互连工艺

为了克服焊料直接焊接工艺的热应力的问题，一种凹陷阵列焊料连接工艺被提出，这种工艺的原理如图 2.5-16 所示。

凹陷阵列焊料互连工艺与焊料直接焊接工艺的主要差别是将焊料直接焊接工艺中硅片上方的 DBC 换成一个铜箔，而且在该铜箔上预先加工了一些凹陷形状的阵列，然后通过焊料将这些凹陷部位与管芯的焊盘或者 DBC 上的焊盘焊接在一起形成电气连接。为了降低互连的电阻，在一个硅片上可以制作多个凹陷焊接点。图 2.5-16 (a) 为铜箔上的凹陷阵列，图 2.5-16 (b) 为凹陷与焊盘通过焊料焊接后的示意图。由于铜箔只有凹陷的部位被焊料约束，而其他部分是可以自由伸长的，因此对于释放热应力具有积极的作用。但是与焊料直接焊接工艺相比，凹陷阵列焊料互连工艺的封装密度要低一些，而且由于制作凹陷以及在凹陷部位进行焊接都使得互连工艺复杂，同时其双向散热效果差。图 2.5-16 (c) 为采用凹陷阵列焊料互连工艺制作的一个半桥 IGBT 模块的实物。

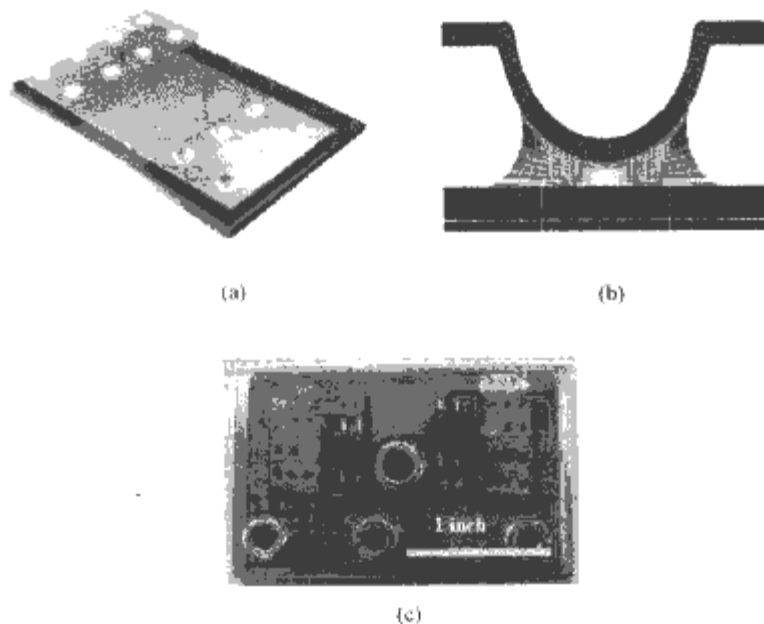


图 2.5-16 凹陷阵列焊料连接工艺

- (a) 铜箔上的凹陷阵列；
(b) 凹陷与焊盘通过焊料焊接后的示意图；
(c) 采用凹陷阵列焊料互连工艺制作的一个半桥 IGBT 模块实物

4.2.5 金属柱互连工艺

除了凹陷阵列焊料互连工艺，CPES 提出了另外一种焊料焊接工艺，即金属柱互连工艺，这种工艺的原理如图 2.5-17 所示。

金属柱互连工艺的主要特征是通过焊料焊接铜柱阵列来实现硅片与 DBC 之间的互连。首先在 IGBT 管芯连续的发射极和栅极区域内制作若干焊盘，并将一些单个的铜柱（典型尺寸为 $1\text{mm} \times 1\text{mm} \times 2\text{mm}$ ）通过焊料焊接到这些焊盘上。然后将焊接了铜柱的管芯置于上下两块 DBC 板之间并再次进行焊料焊接。除了与管芯进行互连，上下两块 DBC 之间也可以通过另外焊接一些铜柱实现互连。上层 DBC 可以预先制作控制和驱动电路图形并焊接 IC，这样就可以实现一个功能完整的三维封装结构的电力电子集成模块。金属柱互连工艺与凹陷阵列焊料互连工艺相比，其封装密度更低一些，主要是因为铜柱高度的影响。但是由于铜柱具有较大的截面面积，使得金属柱互连工艺的双向散热能力略强于凹陷阵列焊料互连工艺。在热应力方面，金属柱互连工艺由于采

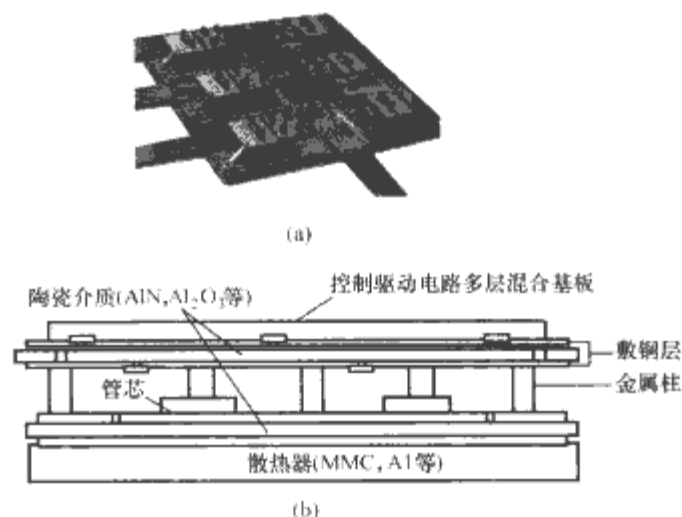


图 2.5-17 金属柱互连技术的工艺原理

- (a) 实物模型；(b) 模块结构

用刚度较大的 DBC 代替铜箔，因此其抵抗热应力的性能要逊于凹陷阵列焊料互连工艺。

4.3 沉积金属化工艺

采用双面焊料焊接工艺需要首先对硅片不可焊的 Al 层 (IGBT 的栅极和发射极) 进行金属化处理，使其成为可焊接的平面，在此过程中主要采用沉积薄膜工艺。沉积薄膜工艺是实现集成电路互连的主要手段。对于功率半导体管芯，如果能够类似于集成电路的封装技术，直接采用沉积金属化工艺来实现三维的互连，那么不仅封装密度可以得到进一步提高，而且也省去了焊料焊接工艺中多次的焊接工序，有利于使电力电子集成模块类似于集成电路那样去自动制造和批

量生产。当然,在功率模块中采用沉积金属化工艺需要设法提高互连金属层的载流能力以及实现可靠的绝缘。目前,沉积金属化互连工艺的代表性技术包括通用电气公司的功率覆盖技术和 CPES 的嵌入式功率技术。

4.3.1 功率覆盖技术

功率覆盖技术是通用电气公司在 1995 年开发的用于功率 MCM 模块封装的金属化薄膜工艺。图 2.5-18 为功率覆盖技术的封装示意图。

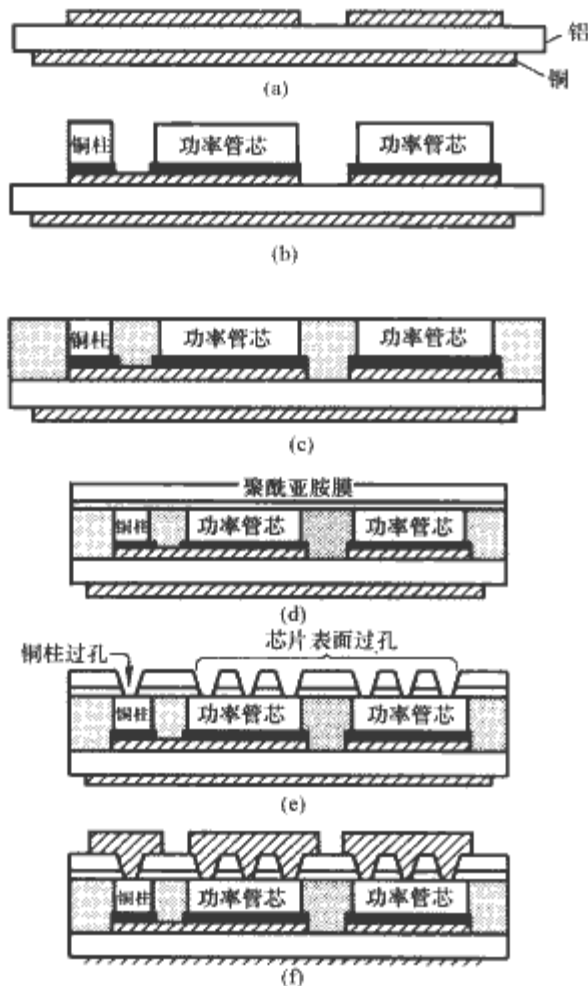


图 2.5-18 功率覆盖技术的封装示意图

- (a) AlN 基板的光刻腐蚀; (b) 通过焊料焊接器件管芯和铜柱;
(c) 在管芯之间填充树脂; (d) 在管芯上面铺设绝缘膜;
(e) 制作过孔和焊盘; (f) 利用沉积工艺进行金属化互连

功率覆盖技术的各步工序简述如下:

(1) 选择高导热率的 DBC 基板(如 AlN 或 BeO),在基板的一侧敷铜层上腐蚀互连图形并制作焊盘。

(2) 在 DBC 基板上焊接 IGBT 管芯和同样高度的铜柱(采用铜柱是为了将集电极引出来,使其与发射极和栅极处于同一侧,为下一步沉积互连工艺做准备)。

(3) 在管芯和铜柱周围填充热固性或者热塑性的有机高分子材料进行绝缘保护。

(4) 用一侧涂有 Ultem 树脂的 2mil^① 厚的聚酰亚胺薄膜覆盖到管芯和铜柱上面。聚酰亚胺膜具有极优的绝缘性能,2mil 厚度可以达到 4000V 的绝缘耐压。

(5) 用激光刻蚀工艺制作过孔,这些过孔分别将管芯的发射极、栅极和铜柱顶部焊盘露出来。

(6) 利用溅射和电镀工艺对过孔和聚酰亚胺膜的上表面进行金属化。首先分别溅射厚度为 100nm 的 Ti 作为阻碍层和厚度为 100nm 的 Cu 层作为种子层,然后将溅射形成的 Cu 层电镀加厚到 5mil 以上,最后用标准的光刻掩模工艺在

金属化层上制作电路图形。在完成这一步后,将驱动和保护 IC 贴装焊接到电路中,从而构成一个完整的电力电子集成模块。

功率覆盖互连工艺具有非常高的功率密度,而且电气性能非常优越,但是由于工艺复杂,所以成本高昂。

4.3.2 嵌入式功率技术

CPES 在 2000 年根据功率覆盖技术开发出另外一种基于沉积金属化工艺的互连技术,即嵌入式功率技术,其主要工艺原理如图 2.5-19 所示。

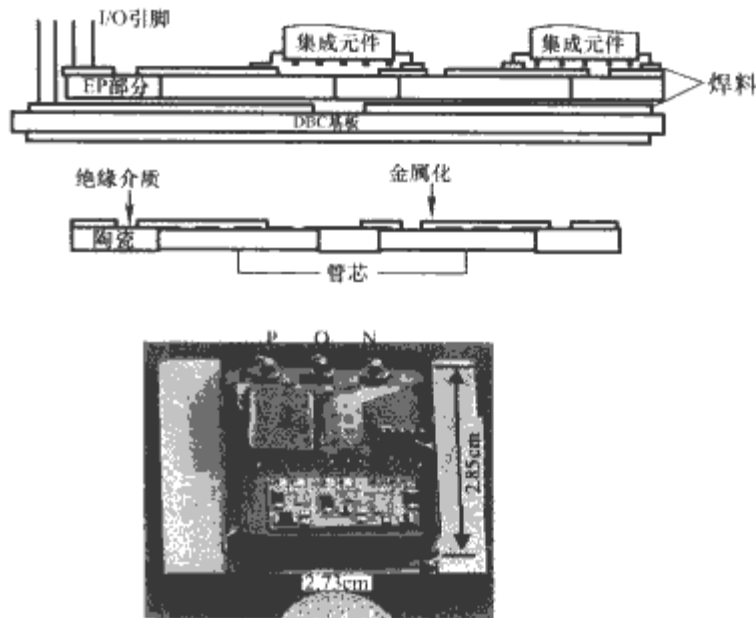


图 2.5-19 嵌入式功率技术的工艺原理

采用嵌入式功率技术封装的模块包括三个部分:DBC 基板,嵌入式功率级以及控制和驱动电路元件。核心是嵌入式功率级,它包括了陶瓷框架、IGBT 管芯、绝缘填料和金属化互连。主要的封装工序简述如下:

(1) 将 Al_2O_3 或 AlN 陶瓷用激光切割工艺开窗。

(2) 将 IGBT 管芯装入陶瓷的窗口,然后用绝缘胶填充空隙。

(3) 用丝网印刷工艺将绝缘聚合材料印刷到整个陶瓷框架上,丝网图形确保 IGBT 的焊盘能露出来。

(4) 采用溅射工艺在绝缘膜的顶部进行沉积金属化。沉积金属化工艺首先需要对 Al 层进行等离子清洗,然后在整个绝缘膜和 Al 层上溅射 Cr/Ti-Ni-Cu 金属,其中 50nm 厚的 Cr 或 Ti 作为附着层,50nm 的 Ni 作为阻碍层,10nm 的 Cu 作为种子层。

(5) 采用光刻掩模和电镀工艺制作电路图形并将互连 Cu 层加厚到 5mil 以上,以便提供足够大的载流能力。

(6) 将整个单元用焊料焊接到 DBC 基板上并焊接表贴的控制驱动电路元件,完成模块的封装。嵌入式功率技术与功率覆盖技术基本原理非常相似,都具有非常高的封装密度,代表着目前电力电子集成模块互连技术的最高水平。

4.4 压接互连工艺

无论是引线键合互连工艺、双面焊料焊接互连工艺还是沉积金属化互连工艺,都无法避免大功率模块在 100℃ 的高温循环后由机械热应力引起的铝丝拔起和焊料层断裂引起的失效,尤其在大功率的机车牵引、电动机驱动和电动汽车等应用场合,模块的耐热冲击和宽的安全工作区,高温循环次数等长可靠性指标显得尤为重要,压接互连工艺就是在这样的背景下提出来的。压接互连工艺在大功率的晶闸管、

① 1mil=0.0254mm。

GTO 和二极管等器件的封装中已被广泛采用, 并成功运用于高压直流输电系统 (HVDC)、静止无功补偿器 (SVC) 和电动机驱动等场合, 这些成功案例充分证明了压接互连工艺的长期可靠性。但中低功率器件如 IGBT 和 MOSFET 等主要采用基于焊接和铝丝互连的封装互连工艺 (统称为塑封工艺)。近年来, 塑封工艺模块以其快速的开关性能和较高的工作频率逐渐在大功率场合得到应用。但是, 塑封模块的长期可靠性受到铝丝互连工艺的限制, 无法在大功率高温循环场合使用。为此, 研究机构和业界不断的将传统压接互连工艺应用于 IGBT 和 MOSFET 模块中。

传统的压接互连工艺结构经历了四个阶段的发展、改进。最早的压接结构如图 2.5-20 (a) 所示, 主要由管芯、上下表面热应力缓和金属层钼 (Mo) 或者钨 (W)、阴阳极的铜层和电气连接的铜端子, 最后各层表面由焊料焊接形成电接触。在这种结构中, 管芯直径被限制在 40mm 以下。随着管芯直径的增加, 适合更高功率等级的双面散热结构出现了, 如图 2.5-20 (b) 所示。由于焊料层的应力随着管芯尺寸的增加而增加, 该结构减少了管芯阴极和金属钼层之间的焊料层, 由此削弱了各个材料中的应力。60mm 以下直径尺寸的管芯可应用于该压接结构。之后, 铜柱和热应力缓和钼层之间的焊料也被取消, 如图 2.5-20 (c) 所示, 此时, 管芯直径尺寸扩大到 100mm 左右。管芯和钼片之间通过合金形成欧姆接触, 由于硅和合金之间的热膨胀系数不匹配, 管芯很容易受热弯曲。为了避免弯曲的产生, 低温连接技术和低温扩散连接技术被运用于该结构中。最后, 所有的焊料层都被移除, 形成了如图 2.5-20 (d) 所示的结构, 此时管芯直径尺寸提高到 150mm。该结构克服了热膨胀系数不匹配产生的热应力对焊料层的破坏, 提高了模块的长期可靠性。大功率压接模块中常使用图 2.5-20 (c) 和图 2.5-20 (d) 两种结构, 而结构 (a) 被内部压接互连结构替代。

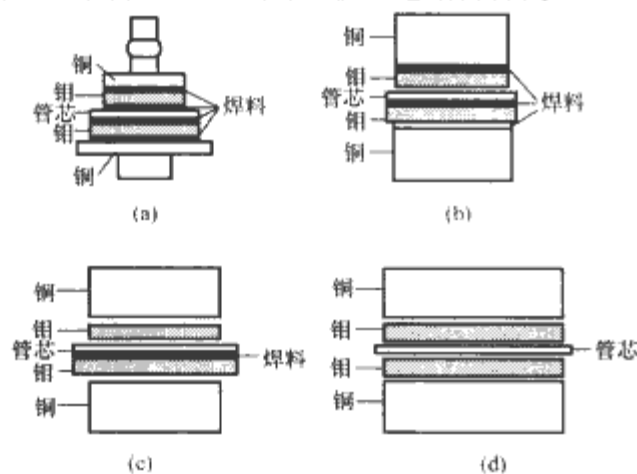


图 2.5-20 四种传统压接工艺

目前, 许多著名的功率模块生产厂商和研究机构都在积极的开发 IGBT 和 MOSFET 压接工艺模块, 比如 ABB、WESTCODE、FUJI、Hitachi、Toshiba 等。根据已研究的成果, 压接互连工艺的结构分为传统压接互连、独立弹簧压接互连、压接封装、微堆栈压接互连和簧片压接互连五种类型。

4.4.1 传统压接互连

图 2.5-21 所示为传统压接互连工艺的 SiC 集成模块, 该模块包含 5 个 SiC 管芯, 中间的是 SiC 二极管管芯, 在它的四周是四个 SiC SJFET 管芯。模块的上下两个端面为主电极, 由铜合金材料构成, 管芯和主电极之间的中间电极为与硅热膨胀系数接近的钼金属材料, 用以缓解 SiC 和铜合金之间的热应力。定位架为陶瓷, 用作管芯的精确定位。SI-

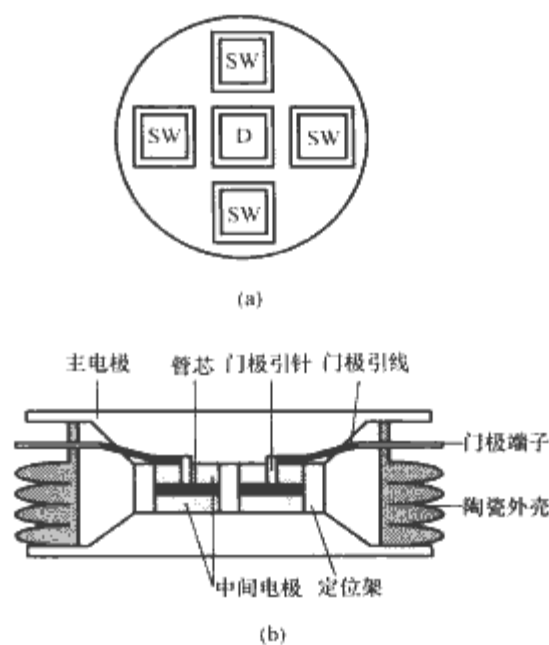


图 2.5-21 传统压接互连工艺的 SiC 集成模块
(a) SiC 功率管芯布局; (b) SiC 模块侧视结构图

JFET 的中心门极位置放置着门极引针电极, 它由金属针和弹簧构成并放置在陶瓷圆柱中。门极引针电极由门极引线连接到模块外的门极端子。封装模块的上下端面需施加大约 5kN 的压力, 以增大各个金属电极接触的面积, 从而实现金属电极之间的良好电气连接。封装好的 SJFET 模块为扁平圆柱状, 直径为 105mm, 高度为 36mm。该模块可以运行在 300℃ 以上, 即使在空气中以 500℃ 高温运行时, 模块也不会出现氧化。优化的结构设计不仅使模块避免了热应力的破坏, 而且在外加压力下能实现好的电接触, 并且即使在外力达到两吨重量的情况下, 模块也不会弯曲变形。

4.4.2 独立弹簧压接互连 (StackPak)

为了克服传统压接模块机械加工精度高的问题, ABB 公司开发了独立弹簧压接互连 IGBT 模块 (Press Pack IGBT-PPI)。该工艺的结构如图 2.5-22 (a) 所示, 功率管芯通过银锡 (Ag-Sn) 焊接在钼金属基板上。2500V 的 IGBT 模块栅极通过铝丝互连引出, 而更高电压的模块为了避免局部放电, 直接将小弹簧压接在每个 IGBT 的栅极形成互连, 栅极弹簧建立互连的侧视图如图 2.5-22 (b) 所示。弹簧压接栅极的方式不仅装配简单, 而且具有优异的长期可靠性。

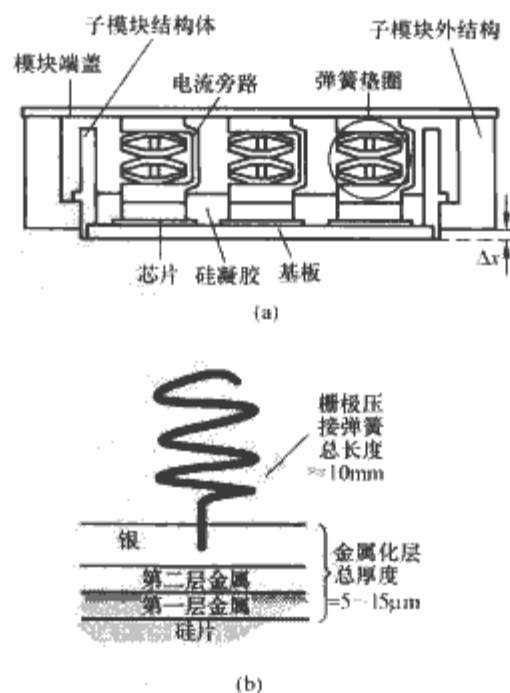


图 2.5-22 独立弹簧压接互连工艺
(a) 模块侧视结构图;
(b) 栅极弹簧建立互连的侧视图

完成以上工序后,将聚合物子模块结构体粘接在铜基板上,该结构体上的通孔正对着每个 IGBT 的发射极。下一步,在硅片之上放置 Al 板,并将带有电流旁路的弹簧压在 Al 板上。接下来,向模块中灌入硅凝胶,实现功率管芯的绝缘密封。此时,一个标准的子模块就形成了,如图 2.5-23 (a) 所示。最后,将一个或多个子模块装入增强型玻璃纤维聚合材料的外结构体中,盖上模块铜端盖,引出栅极和发射极,便形成了一个压接模块,如图 2.5-23 (b) 所示为六个子模块构成的压接模块,该模块的外型尺寸为 $(236 \times 150 \times 26) \text{ mm}^3$ 。

当外压力施加在模块端盖上时,模块管芯上的独立弹簧压缩形变,由于子模块外结构体的位置限制,产生的位移为 Δr 。此时,每个管芯上产生 $F = c\Delta r$ 的压力,其中 c 为弹簧的弹性系数。图 2.5-23 (c) 所示为高压直流输电上使用的多压接模块堆栈。采用 StakPak 压接互连技术,不仅降低了集成模块的机械加工精度,而且对外部压接的散热器等压接部件的精度要求也降低了。因此,该工艺减少了高精度机械加工尺寸的成本。同时,各个管芯的独立弹簧压接还提高了集成模块抗外部冲击力的能力,并能有效缓解模块热应力。

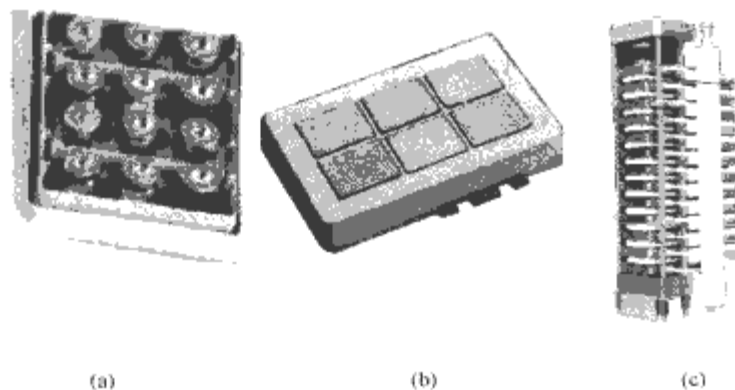


图 2.5-23 压接模块系统配置图
(a) 子模块; (b) 六个子模块构成的压接模块;
(c) 高压直流输电上使用的多压接模块堆栈

4.4.3 压接封装 (Press-Pack)

WESTCODE 公司提出了一种新型的 Press-Pack 封装技术,以期用 IGBT 模块替代传统的 GTO 压接模块,又可以保留原有的结构尺寸。Press-Pack 封装中的每一个 IGBT 或二极管管芯均独立组装,如图 2.5-24 (a) 所示。单管芯组装中采用无焊料压接技术,管芯两电极分别由铜片压接,管芯和 IGBT 发射极铜片由内部支架定位。最后将管芯、铜片及定位支架放进中心凹陷的外壳中,中间垫上垫片,从而形成单管芯包裹。采用单管芯包裹,可以方便地对每个管芯进行检测,从而保证多管芯并联的成品率。IGBT 管芯的栅极由弹簧针连接,而弹簧针与多芯片压接腔内的平面栅极引线相接触。当多管芯模块密封后,受外界压力作用,弹簧针压缩形变,产生压接接触将栅极和栅极引线连接在一起。根据应用的需要,将一定数量的单管芯 IGBT 或二极管装入压接腔内,通过压接密封手段即可生产出与 GTO 一样的压接模块,如图 2.5-24 (b) 和 (c) 所示。

4.4.4 微堆栈压接互连

为了获得高的密封可靠性、低的封装热阻和封装寄生电感,富士电气开发了一种微堆栈压接互连 IGBT。微堆栈 IGBT 的结构如图 2.5-25 (a) 所示,IGBT 管芯的集电极由焊料焊接在铜钨合金基板上,发射极由铜金属片压接接触,接触面的形状由管芯发射极图案决定,在该封装中的 IGBT 发射极为四条固定面积的矩形图案。IGBT 的栅极通过铝丝键合连接到模块的栅极端子。被封装的管芯尺寸为 $(20 \times$

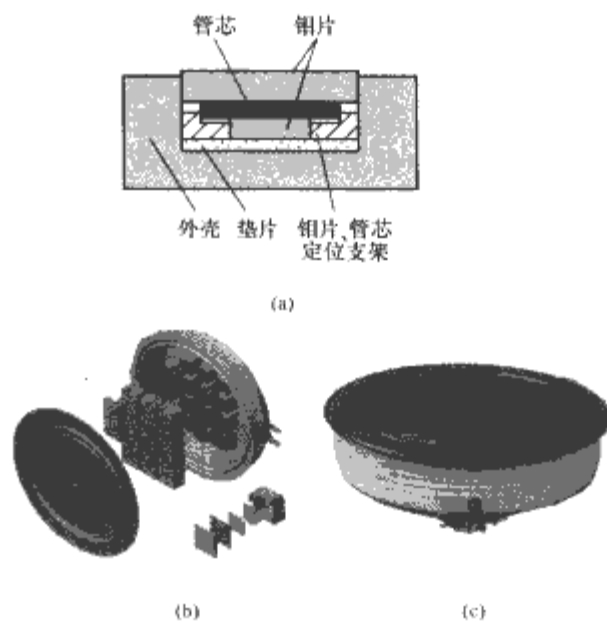


图 2.5-24 Press-Pack 封装原理

(a) 单管芯组装; (b) 多管芯并联压接; (c) 模块实物

$20) \text{ mm}^2$, 封装后实际 IGBT 的大小为 $(35 \times 37 \times 8) \text{ mm}^3$, 更接近于芯片尺寸大小封装 (Chip Scale Package, CSP)。微堆栈结构不仅能够获得很低的内部互连寄生电感,促使模块的开关损耗明显减小,而且减小了双面散热的热阻,降低了 IGBT 的运行温度。

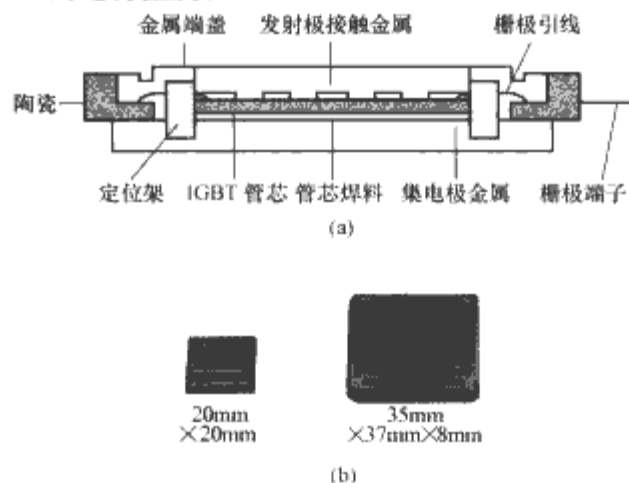


图 2.5-25 微堆栈 IGBT

(a) 微堆栈 IGBT 结构图; (b) 封装实物图

此后,为了获得更高功率的模块,以微堆栈结构为基础,实现了多芯片压接模块,其三维封装互连结构与微堆栈结构相同,如图 2.5-26 (a) 所示。多芯片模块包含 9 个 NPT 型 IGBT 管芯和 3 个快恢复二极管管芯。如果采用同一压接铜片实现管芯阴极电接触,并在外界压力下各个管芯受力均匀,需要很高的机械加工精度和模块组装精度。为了

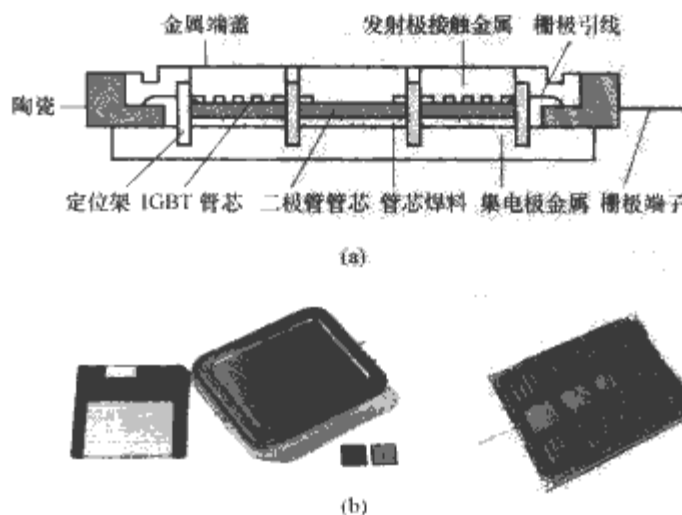


图 2.5-26 微堆栈多芯片模块

(a) 多芯片模块结构图; (b) 多芯片模块实物图

解决压力分布不均和加工组装成本高等问题,模块中的每个功率管芯阴极压接独立铝金属片。多芯片模块的电气参数为2.5kV 1000A,封装尺寸大小为(133×110×20) mm³。

5 封接技术

无论集成模块内的功率管芯采用铝丝键合互连还是采用压接互连,在不经封接的状态下,容易受空气中湿气和氧气的影响,半导体管芯表面、基板中的覆铜图形及压接互连的导体材料(包括铝丝、铜片等),会随时受到氧化和腐蚀,其应有的导电、传热和机械特性必然恶化。因此,功率半导体裸芯片通过互连工艺与基板材料实现电气互连后,需要通过封接技术将其密封在塑料、玻璃、金属或陶瓷外壳中,以确保半导体管芯在各种恶劣条件下正常工作。

在经过铝丝键合互连的电力电子集成模块中,为防止管芯和键合铝丝的氧化,当模块完成电气互连后,使用保护材料硅凝胶将管芯和互连电路密封。硅凝胶具有优异的电气绝缘、防潮、防震、耐老化性能以及良好的物理机械性能。其黏度适中,操作方便,可深层固化。而且硅凝胶便于灌封,硫化时不放热,无低分子物放出,收缩率小,无腐蚀性。硅凝胶灌封固化后,由于其优良的导热性能,能使管芯发热时表面的集中高温区变得更加均匀,降低了管芯的表面最高温度。同时,固化后的硅凝胶有着优良的机械性能,其粘附在管芯、DBC和键合铝丝上,形成机械柔性缓冲层,一方面可以缓解键合铝丝受高频电磁、热等应力作用产生的机械疲劳,另一方面对铝丝键合点起到一定的保护作用,削弱了铝丝拔起。除此之外,硅凝胶以其优异的电气绝缘性能,不但提高了各个互连层的耐压等级,而且避免了高电压下管芯场环附近的空间电场击穿放电现象。

当集成模块的外部引线端子焊接完成后,环氧树脂外壳粘接在模块铜基板上,并在其中灌入聚丙硫醚,实现集成模块的整体密封。通过层层封接技术,对集成模块起到隔绝空气、防水防潮和防氧化的作用,延长模块使用寿命。

封接技术除了对功率管芯和IC芯片起到机械支撑、屏蔽保护、防水、防磁和隔绝空气等作用外,还具有对半导体芯片及电气连接的物理保护、应力缓和、散热防潮、尺寸过渡、规格标准化等多种功能。

6 模块热电设计

6.1 热管理设计

目前,对集成模块进行热分析与设计主要采用三维有限元数值仿真方法,商用的软件主要有Ansys、Fluent、Marc和Ansoft等。通过建立集成模块的三维实体模型,并设定不同材料的热特性参数,通过施加实验测得的边界条件和激励源,即可得到三维的温度场数值仿真结果。

6.1.1 热路模型

功率管芯耗散功率以热传导的方式经由焊料层、DBC和铜基板,到达散热器的翅片表面。在风冷条件下以对流的方式传递给环境,如图2.5-27(a)所示。对应的模块功率管芯的热路模型如图2.5-27(b)所示,其中 $R_1 \sim R_6$ 分别为管芯、管芯焊料、DBC、DBC焊料、铜基板和散热器的热阻,其计算表达式为

$$R = \frac{\bar{T}_{\text{static hot}} - \bar{T}_{\text{static cold}}}{P} \quad (2.5-1)$$

式中: $\bar{T}_{\text{static hot}}$, $\bar{T}_{\text{static cold}}$ 为稳态时,热流流经导热物体的热端有

效表面平均温度和冷端有效表面平均温度,有效面积指表面温度梯度显著,且90%以上耗散功率流经的表面积; P 为功率管芯耗散功率。对于功率管芯,其温差也可定义为管芯上表面最高温度与冷端平均温度的差值。

图2.5-27(b)中, R_7 为无相变对流换热引起的等效热阻,根据对流换热表达式可得到对流换热的等效热阻计算式

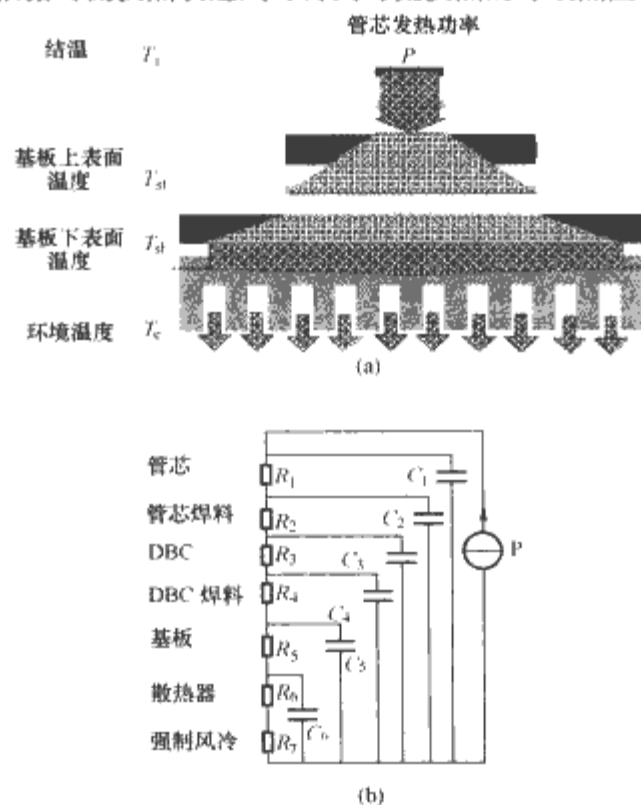


图 2.5-27 集成模块热流路径和热路模型

(a) 热流路径; (b) 热路模型

$$R_7 = \frac{1}{hA} \quad (2.5-2)$$

其中,平均对流换热系数 \bar{h} 由流体速度、流体物性和对流表面结构共同决定。

导热物体热容 C 表示相对于环境的单位温差引起导热物体存储能量的增量,其计算式为

$$C = k\rho cV \quad (2.5-3)$$

式中: ρ 为导热体密度, kg/m³; c 为导热体比热容, J/(kg·K); V 为导热体体积; k 为导热体温度场分布系数。 k 的计算表达式如下

$$k = \frac{\int_V T_V dV}{\bar{T}_{\text{static hot}} V} \quad (2.5-4)$$

以上各表达式中的温度为各点温度相对环境温度的差值。

6.1.2 管芯之间的热影响

在集成模块中,一般存在多个管芯同时发热,各管芯之间存在热影响。管芯之间的热影响与芯片的发热功率、管芯之间的距离和散热器散热条件等因素有关。三管芯之间的热影响可用下列表达式描述

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} \quad (2.5-5)$$

其中,热阻矩阵中的对角线热阻 R_{ii} 为各个管芯单独发热时的热阻,非对角线上的热阻 R_{ij} 为第 j 个发热源发热时在第 i 个管芯上产生的温度引起的热阻,关联热阻定义为

$$R_{ij} = \frac{\Delta T_{ij}}{P_j} \quad (2.5-6)$$

管芯之间的热影响主要是由于热流密度沿基板扩散引

起,因此要削弱管芯之间的热影响,可以增加管芯之间的间距或者改善散热器的散热条件,比如采用强制对流水冷或相变冷却等方式。

6.1.3 铜基板形变

IPEM 功率基板的各种材料都有不同的热膨胀系数(CTE),当功率基板发热时热膨胀作用会导致基板产生弯曲形变。因此,在模块的加工过程中要对铜基板进行预弯,使预弯产生的变形与基板的热变形抵消,从而使模块在工作时基板底面与散热器表面紧密结合,减小基板与散热器之间的接触热阻。铜基板的弯曲变形参数可以通过传热—机械耦合场的仿真获得。比如,ANSYS 软件中采用顺序法对热—机械形变进行耦合仿真:①预定义模型和单元类型并对其进行热仿真;②返回预定义修改单元类型,添加材料的结构属性以及结构的边界条件;③从上步仿真的结果文件中读取温度;④求解结构问题。

6.2 电磁设计

集成模块的电磁设计主要包括两个方面,一方面为电力电子集成模块内的封装互连参数的提取,另一方面为集成模块的电磁干扰和电磁兼容的建模。由于电磁干扰和电磁兼容涉及模块的结构、器件布局和工作特性,在这里主要介绍电力电子集成模块的封装互连寄生参数。

通过前面介绍的集成模块封装工艺可得到,集成模块的电气互连由 DBC 覆铜层、键合铝丝、互连铜桥和引线端子等实现。而这些封装互连导线的尺寸 λ_0 在 10cm 以下,根据波长频率公式 $\lambda = 1/f \sqrt{\mu\epsilon}$,在 100MHz 以内,功率电路中的分布电感、电阻和电容参数可以用集总参数表示。如图 2.5-28 所示为典型全桥集成模块的版图和寄生参数等效电

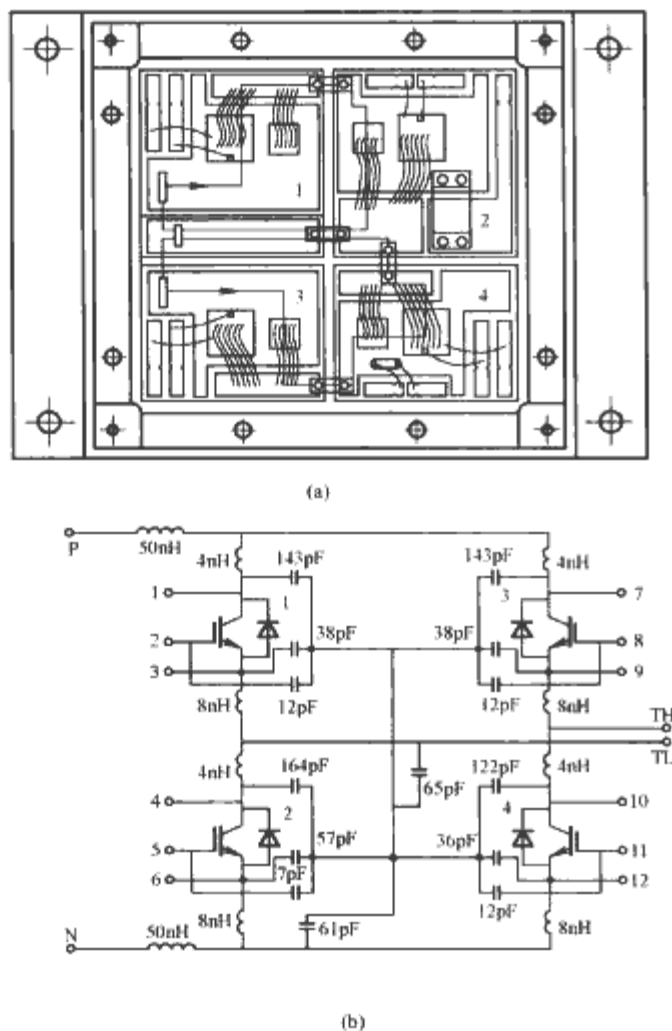


图 2.5-28 典型全桥集成模块版图和寄生参数等效电路模型

(a) 全桥模块功率基板版图; (b) 全桥模块寄生参数电路模型

路模型。其中,寄生电容参数为 DBC 上表面覆铜层与下底面铜层形成的寄生电容,而寄生电感是由封装回路中的 DBC 覆铜层和键合铝丝引起,其电感参数包含各个导体的自感和导体间的互感。目前,提取模块寄生参数的软件有 Inca 和 Ansoft 等商用软件。

6.2.1 封装耦合电容的有限元计算方法

在多个导体存在的任意形状的区域 Ω 中,如果导体之间存在着电位差或者带有静电荷,那么由这多个导体构成的区域满足静电场微分方程

$$\nabla \cdot [\epsilon_r \epsilon_0 \nabla \varphi(x, y, z)] = -\rho \quad (2.5-7)$$

式中: $\varphi(x, y, z)$ 为区域中某一点的电位; $\epsilon_r \epsilon_0$ 为区域中介质的介电常数; ρ 为电荷密度。

在将整个区域剖分为有限个单元,并给定边界条件后,被剖分的各单元节点处的电位 φ 可以通过有限元法来求解。一旦获得节点电位 φ ,则节点的电场强度 E 以及电通量密度 D 就可以通过下列方程被计算出来

$$E = -\nabla \varphi \quad D = \epsilon_r \epsilon_0 E$$

如图 2.5-29 所示,在多导线的静电场中,导线之间的电容代表了存储在静电场中的能量,因此电容可以通过静电场的能量来计算。根据能量来计算导线之间电容,则有

$$C = \frac{2U_{ij}}{u^2} = \int_{\Omega} D_i \cdot E_j d\Omega \quad (2.5-8)$$

式中: U_{ij} 为存储于导线 i 和 j 之间的静电场能量; u 为导线之间的电压。

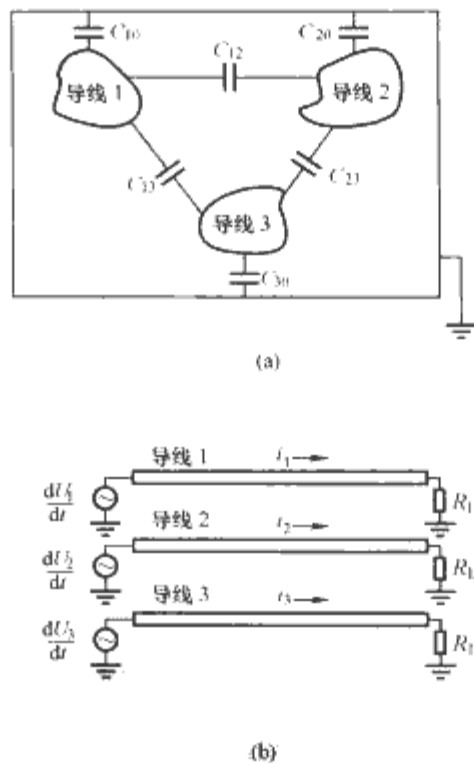


图 2.5-29 多导线系统的电容

(a) 静电场中的导体; (b) 电压时变情况下的传输线

对于图 2.5-29 (a) 给出的静电场,导线之间的电容满足下列方程

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} + C_{13} & -C_{12} & -C_{13} \\ -C_{12} & C_{20} + C_{12} + C_{23} & -C_{23} \\ -C_{13} & -C_{23} & C_{30} + C_{13} + C_{23} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad (2.5-9)$$

对于图 2.5-29 (b) 电压时变情况下的传输线系统,导线之间的电容满足方程

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} + C_{13} & -C_{12} & -C_{13} \\ -C_{12} & C_{20} + C_{12} + C_{23} & -C_{23} \\ -C_{13} & -C_{23} & C_{30} + C_{13} + C_{23} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} dU_1/dt \\ dU_2/dt \\ dU_3/dt \end{bmatrix} \quad (2.5-10)$$

在集成模块中,封装耦合电容主要存在于 DBC 覆铜层之间,如图 2.5-30 所示。当覆铜层厚度很薄时,A、B、C、D 覆铜层之间的耦合电容可以忽略不计,而且上下覆铜表面

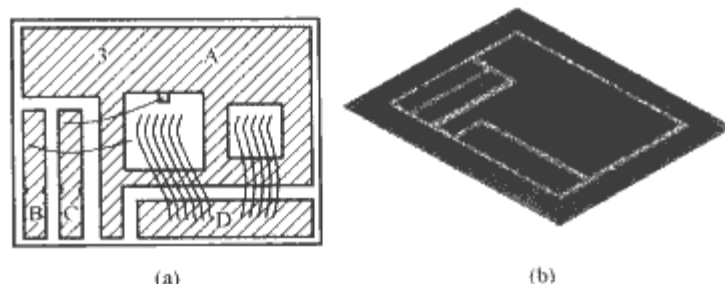


图 2.5-30 DBC 覆铜层的耦合电容
(a) DBC 版图; (b) 有限元模型

边沿电场效应可忽略不计,因此耦合电容可根据下式简化计算

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 A / d \quad (2.5-11)$$

式中: A 为上下覆铜表面的重合面积; d 为介质厚度; ϵ_r 为电介质相对介电常数。

6.2.2 多导线的阻抗矩阵有限元计算方法

涡流场是由 AC 电流或者外部时变的磁场引起,当忽略位移电流的因素(准静态的条件),涡流场满足以下几个方程

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}, \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \mathbf{J} = \sigma \cdot \mathbf{E}, \mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (2.5-12)$$

式中: \mathbf{H} 是磁场强度; \mathbf{J} 是电流密度矢量; \mathbf{B} 是磁通密度; \mathbf{E} 是电场强度; σ 是电导率; $\mu_0 \mu_r$ 为介质磁导率。

为了计算导线的阻抗矩阵,必须首先对磁场强度进行求解。如果对导线以及导线所在的区域进行有限单元的剖分,在给定边界条件和激励源的情况下,磁场强度可以直接从正

弦激励电流源或外加磁场来求解,其方程如下

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \right) = j\omega\mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (2.5-13)$$

式中: ω 表示导线内正弦电流的频率; ϵ 是介电常数。

对于图 2.5-31 中的两个回路,其阻抗矩阵可由 AC 电压和电流的关系给出

$$\begin{bmatrix} \nabla U_1 \\ \nabla U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.5-14)$$

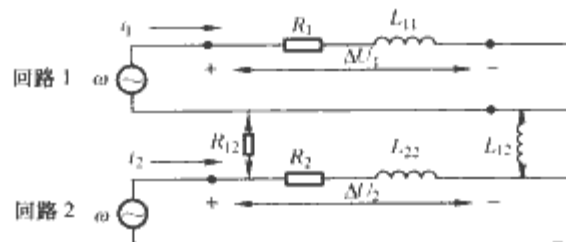


图 2.5-31 多回路系统中的电感

阻抗表示为 $Z = R + j\omega L$, Z_{11} 和 Z_{22} 分别表示回路 1 和 2 的自阻抗,其中 R_1 和 R_2 是导线的电阻, L_{11} 和 L_{22} 是回路 1 和 2 的自感, Z_{12} 和 Z_{21} 分别表示两回路之间的互阻抗。

阻抗矩阵中的 AC 电阻是通过导线内的欧姆损耗来计算的

$$P = \frac{1}{2\sigma} \int_{\Omega} \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^* d\Omega = R I_{\text{RMS}}^2 = \frac{1}{2} R I_{\text{Peak}}^2 \Rightarrow R = \frac{\int_{\Omega} \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^* d\Omega}{\sigma I_{\text{Peak}}^2} \quad (2.5-15)$$

类似于静态磁场中电感的计算,阻抗矩阵中的各电感项可以通过磁场能量公式来计算(设 $I=1\text{A}$)

$$U_m = \frac{1}{2} L_{ij} I^2 = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} d\Omega \Rightarrow L_{ij} = \int_{\Omega} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} d\Omega \quad (2.5-16)$$

第 6 章 多 芯 片 封 装

1 MCM 技术的特点和分类

半导体产业采用用标准封装形式的集成电路（Integrated Circuit—IC）已有 30 年之久。但是超大规模集成电路（VLSI）和甚大规模集成电路（ULSI）半导体器件在应用传统的封装方式时将无法在系统一级实现固有的性能优势。因而出现了许多新的封装技术，覆盖了从密集的触点面阵与表面贴装工艺结合在一起的球栅阵列封装（Ball Grid Array—BGA）一直到多芯片模块技术（Multi-Chip Module—MCM）。由于消除了一个个单独的封装及它们的寄生参数效应，因而多芯片组件具有更小的体积、更轻的质量和更快响应速度的特点。

（1）系统封装的挑战。电子工业依赖于并伴随着集成电路的发展而一步步地前进。目前商用的 VLSI 以及未来的 ULSI 电路需要不断增加 I/O 数量和对电路热性能和电性能进行改进，这就需把解决方法放在电路封装技术上，而最终能满足这些高性能需求的电路封装技术就是多芯片模块技术。多芯片模块技术涉及多学科的知识，如图 2.6-1 所示，这就对设计者和设计流程提出了很高的要求。

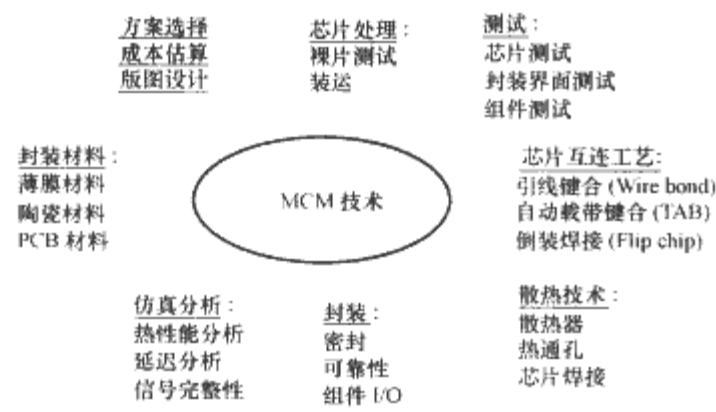


图 2.6-1 多芯片模块（MCM）涉及的不同技术

（2）小型化。罗克韦尔公司 Hagge 等人提供了许多采用 MCM 技术的军用系统小型化的实例。例如当 82 个芯片的 PWB/SMT 电路板被一个薄膜 MCM-D 取代时，获得了 4：1 的尺寸减小。

采用 MCM 技术能使系统尺寸减小，休斯公司给出了将 28 个采用 DIP 单芯片封装组装的 PWB 减至 5 个采用 SMT 技术的 PWB，以及 5 个基板面积减小 3.4 倍的 MCM 的实例，如图 2.6-2 所示。表 2.6-1 为经过量化的封装工艺性能改进情况。

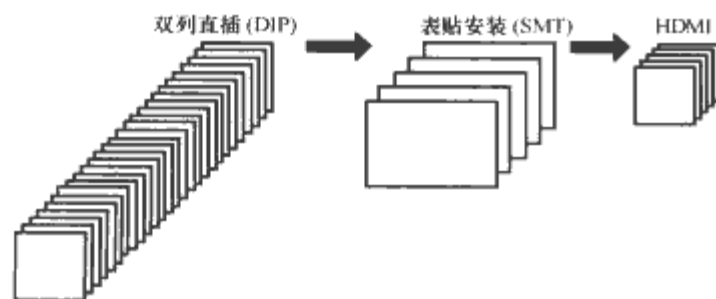


图 2.6-2 工艺进步导致的封装改进

表 2.6-1 封装工艺性能改进

互连技术	数量 (个)	尺寸 (in)	面积 (in ²)	功率 (W)
DIP	28	5×5	700	268
SMT ^①	5	6×9	270	158
HDMI ^①	5	4×4	80	158

注 1in=2.54cm。
① 相对于 DIP 而言，性能从 0.6MIPS 提高到 4.5MIPS。

（3）可靠性。对用户而言，系统的可靠性是至关重要的。对于传统的单芯片封装和表面贴装工艺而言，实现芯片到芯片的互连必须经芯片到基板、到引脚、到焊点、到电路板布线、到引脚、到基板，再到另一个芯片的“长距离”，这样带来较大的寄生参数，对电路系统的性能产生不利影响。另外一方面，芯片引脚、焊点和电路板全部暴露在外环境之中，外部环境的变差会造成系统可靠性的变差。但是对于 MCM 设计而言，信号直接从芯片传输到基板再到芯片，全部处于密封环境的保护之下，能实现较高的可靠性和较好的电气性能。采用不同封装工艺构成电路时电气互连环节比较如图 2.6-3 所示。

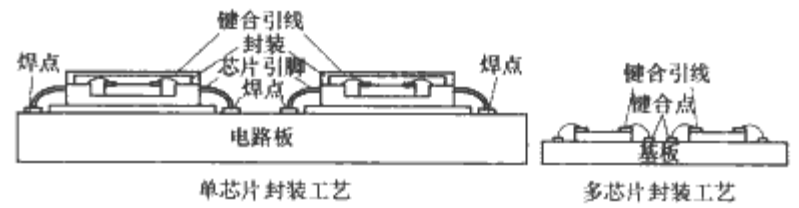


图 2.6-3 采用不同封装工艺构成电路时电气互连环节比较

（4）多芯片模块封装的分类。互连和电子电路封装协会（The Institute of Interconnection and Packaging Electronics Circuit—IPC）认为多芯片模块是一种相对新的电子封装技术，在电子封装中它的位置介于特定应用集成电路（ASICs）和面向特定应用的电子装置（如印制电路板装置）之间。根据所使用互连基板的类型、制造方法和其他一些显著的特点，IPC 将 MCM 分为三个基本类别：

- 1) MCM-C (Multichip Modules-Ceramic) 采用共烧陶瓷基板或在陶瓷基板上采用厚膜互连技术制造成的多芯片组件。
- 2) MCM-D (Multichip Modules-Deposited) 通过在硅、金刚石、陶瓷或金属基板上沉积薄膜金属及介质制造成的多芯片组件。
- 3) MCM-L (Multichip Modules-Laminated) 采用最先进的 PWB 技术制造成的多芯片组件。

国际混合微电子协会（The International Society for Hybrid Microelectronics, ISHM）也对 MCM 有相同的分类方法，表 2.6-2 给出了三种 MCM 的类型和相关属性。虽然如此，行业中已经开始认识到，在这些基本制造技术中有大量与工艺和组装相关的共性问题，同时混合化封装技术（例如 MCM-D/L 或 MCM-C/D 等）已经出现。

表 2.6-2 各种 MCM 工艺技术相关属性

属性	MCM 的基本类型				
	MCM-C (陶瓷)		MCM-D (沉积薄膜)		MCM-L (层压)
互连基板	低介电常数陶瓷	共烧陶瓷	硅上硅	低介电常数聚合物	印制线路板
可选的其他材料	氮化硅, 氧化铍	氧化铝	二氧化硅	聚酰亚胺, 苯环丁烷	环氧纤维合成物
介电常数	2.7~6.9	8.9~10	3.8	2~10	2~7.2
可耗散功率	高一相当高	高	相当高	相当高	低
线宽 (μm)	125	125	10	15	750
线距 (μm)	125~375	125~375	10~30	25	2250
典型尺寸 (mm)	100~150	150	100	100	660
基板成本	高	中	中	中	低

2 MCM-C 技术

多芯片组件所采用的商业化陶瓷技术可分为以下三类：

- (1) 厚膜混合工艺 (Multilayer Thick Film)。
- (2) 高温共烧工艺 (High Temperature Cofired MCM-C)。
- (3) 低温共烧工艺 (Low Temperature Cofired MCM-C)。

三种典型的陶瓷制造工艺性能如表 2.6-3 所示，下面将对它们进行详细介绍。

表 2.6-3 各种 MCM-C 技术性能比较

工艺类型	厚膜混合工艺	高温共烧工艺	低温共烧工艺
线宽 (μm)	125	100	100
孔径 (μm)	250	125	175
平均导体层数	1~6	1~75	1~75
导体电阻 (mΩ/cm)	2~100	8~12	3~20
介电常数	5~9	9~10	5~8
热膨胀系数 (CTE)	4~7.5	6	3~8
介质热导率 [W/(m·K)]	2	15~20	1~2
相对成本 (小批量)	中	高	高
相对成本 (大批量)	中	中	中
设备成本	低	高	高
基建投资	低	高	中

2.1 厚膜混合工艺 (Multilayer Thick Film)

厚膜混合工艺通过逐次在下一层上印制导体、介质和阻性材料，然后烘干、烧结。它采用传统的丝网印制技术，所以互连线的精度受到一定的限制，这种工艺较多应用在对互连密度要求不是很高的应用场合。由于它采用串行加工工序，所以其制造成本较高，并且降低了生产效率。随着导体层数的增加，这种的工艺的成本越高，生产效率越低。当导体层的数量到一定的程度后，由于每层表面不平整的累积效应，导致了最上一层的不平整，从而增加了芯片贴装的的难度和复杂性。其典型的烧结温度控制在 500~1100℃。电阻、电容和电感也能像导体层一样被印制在基板上。在制造多层混合电路，以及互连精度要求不是很高时，厚膜工艺是最常用的生产工艺。表 2.6-4 给

出了典型的厚膜材料。

表 2.6-4 典型厚膜材料

基板	Al ₂ O ₃ , AlN, BeO
导体	Au, Ag, Pd/Ag, Pt/Pd/Au, Cu
介质	玻璃陶瓷, 再晶化玻璃
电阻	RuO ₂ 残渣玻璃

表 2.6-5 典型陶瓷材料属性

陶瓷材料	热导率 [W/(m·K), 25℃时]	热膨胀系数 (×10 ⁻⁶ /℃, 40~400℃)	介电常数 (1MHz 时)
Al ₂ O ₃ —92%纯度	19~20	6.77	9.5
Al ₂ O ₃ —95%纯度	34	7.0	9.9
氮化铝 (AlN)	170	4.45	8.8
氧化铍 (BeO)	290	7.4	6.7
碳化硅 (SiC)	70~260	3.8	40~79
莫来石 (Mullite)	5	4.2	6.8
金刚石 (Diamond)	>1000~1500	1.0~4.0	5.7
玻璃陶瓷 (Glass Ceramic)	3~5	2.5~8	4.5~8

基板是多芯片模块制造工艺的基础，它能为模块提供机械支撑，以及为模块的性能和热电气性能提供载体。基板的制造工艺通常是碾压、烧结以及激光切割成形，其厚度从 0.008in 到 0.06in 不等，面积尺寸最大到 6in×12in。表 2.6-5 给出了常用基板材料的属性，目前最常用的陶瓷基板材料是氧化铝。在选择基板时，应该充分认识到基板的电气和热参数对模块热耗散性能、电气特性和可靠性的影响。

为了得到更精细的布线、更小的通孔和更多的层数，就需要开发其他一些技术。光成像厚膜工艺就是其中的一种。一种具有光活性的涂料印制在基板上，然后通过掩膜曝光形成预先的电路图形、线条和通孔。这种材料使用一种水溶液进行显影，然后使用传统的厚膜方法烧结，这种方法已经能够实现 10 层 Cu 和 Au 金属化层。在紫外线 (Ultraviolet—UV) 曝光过程中，涂料中的光敏引发剂吸收光，引发丙烯酸分子基团聚合，在排胶和烧结过程中有机物被挥发。图 2.6-4 阐述了这种方法的基本过程。

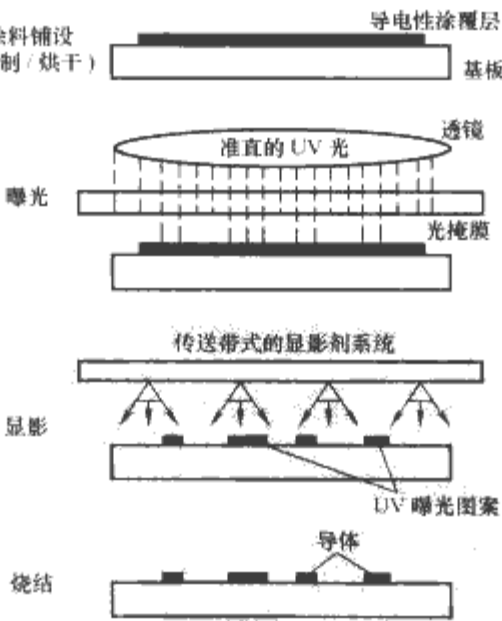


图 2.6-4 光成像厚膜工艺过程

2.2 高温共烧工艺 (High Temperature Cofired MCM-C)

在高温共烧工艺中要求氧化铝介质材料含量大于 85%，标准的商业化产品含量约为 92%。另外虽然可以使用具有较高的机械强度纯氧化铝，但通常需要加入 4%~12% 的第二相玻璃以助于低温烧结时的致密化。

为了能够在 1600℃ 的高温下共烧，导体材料必须使用高熔点的钨（W）和钼（Mo）金属导体。同时为了防止在高温烧结时金属材料的氧化，必须提供还原性的烧结气氛。金属导体材料钨和钼具有较高的电阻率，这不能满足多芯片模块设计中的信号传输要求。所以，这些特殊的制造过程限制了高温共烧工艺在多芯片模块制造中不是很常用。

在共烧过程中，材料的兼容性要求氧化铝生料添加致密剂（玻璃），并且金属导体粉末的烧结开始温度、烧结收缩速度和体积收缩率必须非常匹配，同时要求提高附着力及减小导体和介质之间的热膨胀系数不匹配。烧结之后，在导体图形上电镀镍（Ni）和金（Au），提供互连的附着/扩散阻隔层来提高浸润性和引线键合能力。高温共烧工艺流程图如图 2.6-5 所示。

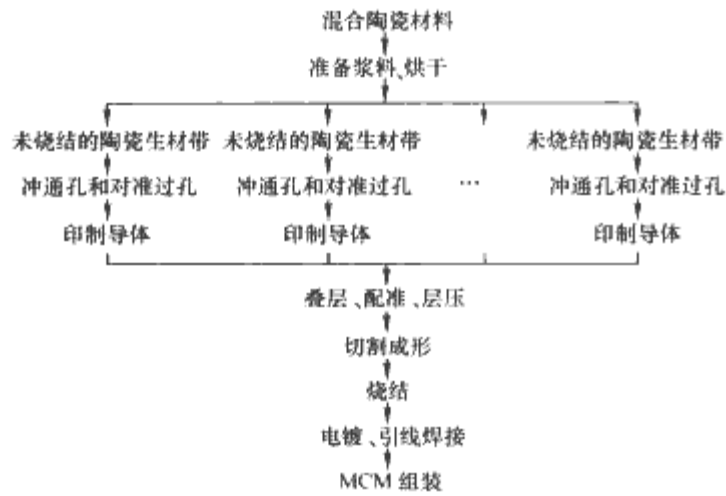


图 2.6-5 高温共烧工艺流程

2.3 低温共烧工艺 (Low Temperature Cofired MCM-C)

低温共烧工艺可以允许使用更加贵重的金属导体，这些导体具有相对低的熔点、较低的电阻率和更好的电特性。同时低温共烧可以采用与传统的厚膜工艺相同的烧结空气气氛。低温共烧工艺所使用的材料包括碾压成生带材的陶瓷和玻璃混合物、兼容的导体涂层材料和厚膜导体以及阻性材料。图 2.6-6 给出了低温共烧工艺材料的分类和用途。图 2.6-7 给出了低温共烧工艺流程。

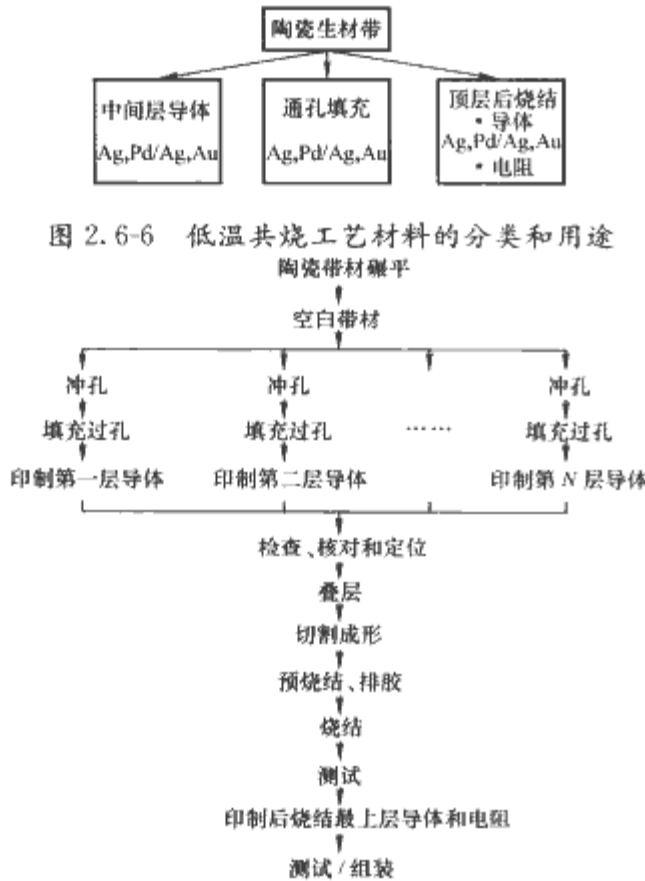


图 2.6-7 低温共烧工艺流程

表 2.6-6 给出了在共烧工艺中常用导体金属的属性。在高温共烧工艺中由于共烧温度的限制，只能采用更高熔点的钨和钼。事实上，在多芯片模块中，为了减小导线的损耗和增加允许的布线长度，具有更高电导率的金属材料才是更好的选择，如铜、金和银。金和银钯合金能够在普通的空气气氛中共烧。铜具有相对低的成本和高的电导率，但是由于需要特殊还原性烧结气氛，这就增加了生产成本。

金属	钨 (W)	钼 (Mo)	铜 (Cu)	银 (Ag)	金 (Au)	银钯合金 (Ag-Pd)
体电阻率 ($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	5.5	5.2	1.72	1.59	2.35	>20
厚膜电阻率 ($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	10~15	10~15	3~6	3~7	3.75	>20
烧结温度 ($^{\circ}\text{C}$)	>1500	>1500	<1000	<1000	<1000	<1000
烧结气氛	还原性	还原性	还原性	空气	空气	空气
热膨胀系数 ($\times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$)	45	60	170	190	140	>190

2.4 MCM-C 的发展

材料、工艺和生产效率的进步将会继续为陶瓷多芯片组件提供最经济有效的成本解决方案。基板、互连工艺，以及生产效率和陶瓷基板布线密度的提高，将会提高模块的可靠性、降低制造成本以及减小模块体积。同时多芯片组件中集成电感、电容和滤波器，从而进一步减小系统体积。

3 MCM-D 技术

对于微电子封装而言，不断提高的封装密度总是期待新技术的出现。多芯片沉积工艺采用薄膜沉积技术，它具有以下优点：能减小芯片之间的间距、实现更小的封装及降低系统成本，能满足高密度封装的要求。MCM-D 是实现未来高密度封装最有前景的工艺。它的工艺可以简单的描述为依次在基板层上沉积介质薄膜和导体层，导体层的功能是实现电气互连以及器件 I/O 接口。本节将着重介绍 MCM-D 的材料、工艺过程和典型应用。

3.1 MCM-D 工艺材料

沉积工艺材料包括介质材料、导体材料、表面金属化材料和基板材料等。针对不同的 MCM-D 工艺和系统设计要求（如成本和封装密度要求等），有不同的材料组合选择，同时材料之间的兼容性对模块的产量、成本和可靠性会有很大的影响。

通常选择热膨胀系数接近的材料组合有利于减小材料的热应力，从而增加模块的可靠性。高热导率的材料对模块的传热性能非常有利，能提高模块的热耗散能力和减小模块的体积。从减小模块质量方面考虑，应该选择密度较小的材料。本节将介绍各种 MCM-D 材料的相关属性。

3.1.1 薄膜介质

MCM-D 常用的介质材料应该具备的一些重要属性如下：

- (1) 介电常数，较低的介电常数有利于减小模块中的串扰和传输延迟。
- (2) 高电阻率和绝缘强度。

- (3) 低损耗因子，减小电压信号衰减。
- (4) 低潮气吸收率，可以减少铜迁移到聚酰亚胺介质中，也能防止介质的介电常数发生变化。
- (5) 较高的黏着系数，有利于防止介质与导体、基板分解面的层裂发生。
- (6) 热膨胀系数，较小及匹配的热膨胀系数有利于减小热应力。

表 2.6-7 对不同介质的属性进行了比较。

表 2.6-7 常用的介质材料的典型属性

介 质	介电常数	热膨胀系数 ($\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	吸湿率 (%)	黏着 能力
标准聚酰亚胺 (Standard polyimide)	3.4~3.8	35~50	1~3	好
低应力聚酰亚胺 (low stress polyimide)	2.9~3.5	3~6	1~2	中
聚酰亚胺硅氧烷 (polyimide Siloxane)	2.8~3.4	6~15	0.8	好~优
聚喹啉 (Polyquino- line)	2.5~2.8	6~8	0.3	好
苯并环丁烷 (benzo- cyclobutane-BCB)	2.6	35~66	0.5	中
聚四氟乙烯 (Tef- lon)	2.1	—	—	差
硅石 (Silica)	3.5~4.0	0.5	<0.1	优

3.1.1.1 聚合物介质

聚合物介质是最常用的介质材料，主要原因是它具有较低的介电常数，能在大多数加工工艺过程中使用。而且，针对不同的特定应用场合有不同的聚合物材料。

目前最常用的介质是聚酰亚胺，它有很多种类型，如表 2.6-7 所示。在 MCM-D 中使用聚酰亚胺有如下显著的优点：

- (1) 相对于无机物而言，聚酰亚胺更具有加工顺从性。
- (2) 聚酰亚胺更容易加工成厚膜，这有利于减小耦合电容。
- (3) 具有较小的介电常数，这有利于减小信号传输延时。

但是，聚酰亚胺材料也有一些缺点。一方面，在很多情况下，它能腐蚀铜层。解决方法是在铜层表面沉积镍和铬，每层铜形成五层金属化结构，即为 Cr-Ni-Cu-Ni-Cr。另一个问题是聚酰亚胺和铜之间粘附能力很弱，因而需要采取其他一些措施来增加粘附能力。同时，聚酰亚胺具有相对高的吸水率，这会导致材料介电常数增加。

通过合成低应力聚酰亚胺材料制造的薄膜材料具有较低的 XY 方向热膨胀系数。由于和硅材料的热膨胀系数接近，当基板是硅材料时，匹配的热膨胀系数能够防止在生产过程中基板发生热变形。低应力聚酰亚胺材料另外的优点是具有较低的介电常数和较低的吸湿率。但是，这种材料和其他材料甚至是自身的粘附能力很差，所以通常需要另外的表面处理工艺来增加材料之间的粘附能力。

光敏聚酰亚胺材料的优点也是非常明显的：它的应用能够减小生产加工步骤，这尤其表现在需要加工过孔的应用场合中。然而，光敏化学成分的加入也对光敏聚酰亚胺的机械特性有一些负面影响，如在最后烘焙时产生收缩，从而导致材料发生变形。

PPQ 是另外一种有很多优点的聚合物材料，如低介电常数、低损耗因子、优良的机械属性、较低收缩率、较强的

粘附能力以及在烘焙时不需要溶剂。但是这种材料只能在有毒的溶液可溶解，这限制了它的应用。

苯并环丁烷 (BCB) 材料不能被定义成一种聚合物材料，所以它有着许多和其他聚酰亚胺材料不同的属性。在聚酰亚胺材料中，它有最低的介电常数和最低的吸湿率，这和 PPQ 接近。它与陶瓷、铜以及铝等材料有着很强的粘附能力，其最重要的优点是即使是在有着很厚导体布线的基层上喷涂 BCB 薄膜材料，也能产生非常平坦的表面。

3.1.1.2 二氧化硅介质

二氧化硅介质容易沉积在硅基板上，很多工厂都有这种加工能力。二氧化硅有很好的化学稳定性，在加工过程中有很低的吸湿率，并且和其他应用在薄膜加工过程中的材料有很强的粘附能力。二氧化硅介质有较高的介电常数，并且在采用 CVD 技术时，沉积的二氧化硅介质很难控制得没有裂缝。在相对较低的沉积温度环境下，很难保证二氧化硅介质的平整性，并且在加工通孔时二氧化硅容易产生裂缝。

3.1.2 基板

薄膜工艺的优点是能够在各种类型的基板材料上进行加工，如硅、陶瓷和金属基板。基板起着支撑电路层的作用，它充当沉积的载体，导体薄膜、介质材料和阻性材料沉积于其上。在选择基板材料时，必须充分考虑其各种属性，如下所示：

- (1) 机械强度，它决定着基板承受机械冲击的能力，这些方面的属性包括杨氏模量、拉伸强度、抗弯强度和抗压强度。
- (2) 导热性，它决定着模块的散热能力。
- (3) 电绝缘性。
- (4) 化学敏感性，这体现了基板在加工过程中对化学环境的抵抗能力。
- (5) 平整性，基板的平整性直接决定了沉积薄膜的平整性。

理想的基板材料应该具有较高的热导率、高的弹性模量，以及和薄膜介质相接近的热膨胀系数。对应于聚合物薄膜介质的热膨胀系数，有多种热膨胀系数接近的基板材料可供选择，以减小因为热膨胀系数不匹配导致的热应力。本节将对陶瓷基板、金属基板以及硅材料基板进行介绍。表 2.6-8 给出了各种基板材料的属性。

表 2.6-8 常用基板材料的属性

材 料	热膨胀系数 ($\times 10^{-6}/\text{K}$)	热导率 [W/(m·K)]	介电 常数	挠曲模量 (MPa)
砷化镓(GaAs)	6.86	46	12.9	—
硅(Si)	2.6	150	11.7	—
氧化铝(Al_2O_3 —96%)	7.7	20	9	323
碳化硅(SiC)	2.8	270	10.0	441
氧化铍(BeO)	4.7	236	6.7	196
氮化铝(AlN)	3.8	140	8.5	490
铜(Cu)	17	397	—	—
铝(Al)	23.5	238	—	—

3.1.2.1 陶瓷基板

陶瓷基板有很高的机械强度和很坚硬的质地，同时它是化学惰性材料。另外，它本身能加工成包含多层布线的结构，也能充当模块的外部封装材料。对于碳化硅和氮化铝，它们更是具有很高的热导率。

氧化铝基板材料是由多晶氧化铝和少量的金属氧化物玻璃混合制成，这可以达到较理想的物理特性，其中 96% 和 99.6% 纯度的氧化铝是最常用的。氧化铝基板的尺寸分布非常广，从小芯片封装用基板到大面积基板一应俱全，厚度分布在 0.05~1.27mm 之间，这也使氧化铝基板成为最常用的基板材料。除此之外，在氧化铝基板上钻孔和切割都是很方便和可靠的，因而氧化铝基板能被加工成各种形状和尺寸。

氧化铍基板材料具有相当高的热导率，能应用在需要实现高功率耗散的场合。和氧化铝类似，其尺寸分布也是很广的，也易于加工。但是氧化铍具有很强的毒性和较高的价格，这限制了它的应用。

氮化铝基板材料具有和硅材料热膨胀系数相匹配的优点，因而被广泛应用为 MCM-D 工艺的基板材料。它具有比硅材料更高的抗挠强度。它的显著优点是较小的介电常数以及具有和硅材料接近热膨胀系数。其缺点是当在潮气和一定温度的环境下，它有分解成水合氧化铝的倾向。

3.1.2.2 金属基板

金属基板的优点非常明显，它具有较低的成本、较高的强度和模量，比硅和陶瓷更好的延展性，高的热导率，在大尺寸的情况下容易加工处理。金属基板具有通过加入其他金属加工成合金来达到与硅相匹配的热膨胀系数的可能性。由于有绝缘要求，在金属基板上需要添加一层绝缘层。

铜是作为基板材料的一个非常好的选择，因为它具有优异的导热性能、较低的成本和容易加工的特点。但是它和硅材料的热膨胀系数不匹配，这可以通过和其他材料制造成合金来解决。另外一个问题是铜容易和一些金属蚀刻剂发生化学反应，这就需要在铜层表面涂覆一层阻隔材料来阻碍化学反应。

铝具有较轻的质量、容易加工、较低的成本和较高的热导率。但是它也具有和铜相类似的缺点，如和硅的热膨胀系数匹配差，在加工过程中容易和其他物质发生化学反应。

3.1.2.3 硅材料基板

硅材料是早期基板材料最常见的选择之一，它有很多优点。硅的成本较低，和安装在其上的硅器件有相同的热膨胀系数，大大地减小了热应力。硅就有较高的热导率，是氧化铝热导率的 10 倍。它容易被抛光，高度抛光的圆片适合于自动 IC 加工设备，并且在加工的过程中尺寸稳定。硅基板特有的优点是有源和无源器件可以直接在硅基板上制作。

硅作为基板应用的缺点也是很明显的，如较差的抗挠强度，相对高的介电常数，以及由于和聚合物介质的热膨胀系数不匹配导致硅基板翘曲。较低的模量使得硅基板在加工过程中容易发生变形，需要支撑结构来防止。

3.1.3 导体

MCM-D 工艺过程中使用的导体材料主要应用在以下几种场合：电气互连、用作扩散阻挡层和增加粘附能力的过渡层以及表面金属化。最常用的金属薄膜材料是铜、铝和金。用作扩散阻挡层和增加层间粘附能力的过渡层选用的金属材料包括镍、钯、钛、钛钨合金和铬等。表 2.6-9 给出了在薄膜工艺中使用的金属导体的物理特性。

表 2.6-9 在薄膜工艺中使用的金属导体的物理特性

金属	电阻率 ($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	热膨胀系数 ($\times 10^{-6}/\text{K}$)	热导率 [W/(m·K)]
Cu	1.7	17.0	398
Al	2.7	25.0	238
Ag	1.63	19.1	425
Mo	5.7	5.1	137

续表

金属	电阻率 ($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	热膨胀系数 ($\times 10^{-6}/\text{K}$)	热导率 [W/(m·K)]
Au	2.2	14.2	297
Ni	6.8	13.3	70
W	5.5	4.5	160
Cr	13.0	6.3	66
Ti	55	9.0	22
Pt	10.6	9.0	71
Pd	10.8	12.0	70

3.1.3.1 导体金属材料

选择导体金属薄膜材料必须充分考虑到材料以下的一些属性，如较低的电阻率、低的固有应力、较强的抗腐蚀能力以及较强的与其他材料的粘附能力。

铜具有较低的电阻率和较高的热导率等显著优点，因而能应用在很多场合，如高速信号传输应用。它的缺点是和其他电介质材料的粘附能力较差，如聚酰亚胺材料。在和介质一起使用时铜表面容易被氧化，这就需要增加扩散阻挡层以及增加层间粘附能力的过渡层金属材料。

对一些应用，成本较低的铝也是很好的选择，它和其他电介质材料的有较强粘附能力，并且在工业届中广泛应用，积累了很多应用经验。但是由于铝有相对低的电导率，所以限制了它在高速场合的应用。

3.1.3.2 用作化学阻挡层的金属

这类金属薄膜材料的主要功能是防止金属扩散以及金属与其他材料发生反应，同时能增加金属和其他材料的粘附能力。在这种应用场合，最常使用的金属是镍、钛和铬。它们一般通过溅射工艺沉积在其他金属表面。

3.1.3.3 表面金属化材料

表面金属化的主要目的是保证芯片焊接和引线键合工艺的可靠进行。同时，用作金属化的金属材料必须与其他电介质材料有较强的粘附能力，并且有较强的抗腐蚀的能力。综合考虑这些因素，金材料是最好的选择，它通常能通过电镀、蒸发、溅射和化学镀等工艺沉积到其他金属材料表面。同时，因为 Cu 能迅速扩散通过金并会在金表面上氧化，从而限制了引线可键合性，所以在金薄膜层和导体金属薄膜之间沉积用作阻挡层的镍是必要的，形成 Cu-Ni-Au 三层复合结构。在引线键合工艺中，用作表面金属化的金通常可以沉积到 3 μm 。但是在焊接工艺中表面金属化的金薄膜厚度通常要小于 1 μm ，这是因为金容易和锡产生较脆弱的金-锡金属间化合物，降低焊接可靠性。

3.2 MCM-D 工艺过程

3.2.1 介质喷涂和固化

对介质喷涂有如下一些要求：需要在尽可能少的涂层中获得需要的厚度，在整个基板上具有均匀的厚度，能生产出光滑、平整的和无针孔介质薄膜。聚合物介质的喷涂通常包括使用增强与基板表面附着力的促进剂，值得注意的是是一些聚合物自带附着力促进剂。

喷涂表面的厚度、均匀度和质地受聚合物粘弹性能、溶剂中聚合物浓度和界面临界表面张力的影响。除了喷涂工艺外，随着薄膜工艺转向低成本，专业人士更加仔细地检验替代的涂层技术。

固化可在常用的烘箱中进行，放在用氮气清洗的热板上或放在可控气氛的带式炉里。在聚酰亚胺基固化时发生两个过程：失去正甲基吡咯烷酮和释放水。不正确的固化可以对最终聚酰亚胺膜的特性有显著的影响。越厚的聚酰亚胺膜或

越厚的不均匀膜区域往往在相同的热加工条件下比薄一点的膜更大程度地固化。

据大多数介质制作商报道,加工、保持和冷却循环需要4~12h加工时间。另外装有数以百计圆片的烘箱把许多产品同时处于危险之中,特别是在制作快完成时。为了防止这些问题产生,开发出了用于BCB的快速热固化(Rapid Thermal Curing, RTC)。在带式炉(红外和对流)里进行的快速热固化把典型的固化时间从4~5h降到小于15min。

3.2.2 通孔加工

对于互连信号层、接地层、电源层和焊盘层来说,在介质中形成通孔是必须的。通孔加工的主要技术包括:

- (1) 干法刻蚀。
- (2) 湿法刻蚀。
- (3) 使用光敏介质。
- (4) 激光烧蚀。

不考虑成形技术,好的通孔等同于低阻通孔。对于任何技术,制造低阻通孔的关键是使残留物的量减至最低,以确保干净的金属与金属接触面。如果通孔有污染,将会导致电流电压曲线的非线性。

3.2.2.1 干法刻蚀

等离子体和反应离子刻蚀利用等离子体存在激活各种离子形式来除去材料。两种工艺的不同之处是:等离子体刻蚀采用化学刻蚀除去材料,而反应离子体刻蚀采用了化学反应和离子轰击。

最终被刻蚀的通孔的外形形状和尺寸由掩膜技术决定。斜的侧壁通孔由等离子体刻蚀得到。但定制的斜面或垂直侧壁更容易由反应离子刻蚀得到。

尽管PI可以在氧气等离子体中刻蚀,但是业界更倾向于在 CF_4/O_2 和 SF_6/O_2 中刻蚀以获得用于后来金属化的侧壁斜度的良好控制和大约5倍高的刻蚀速率。据报道在纯氧等离子体中的介质反应离子刻蚀在后来金属沉积中会产生大的柱状Cu颗粒。

3.2.2.2 湿法刻蚀

PI湿法刻蚀是通过显影碱溶液中的部分亚胺化的膜区域进行的。对涂层厚度严格工艺控制是必须的。刻蚀工艺的各向同性特性常常导致形成的壁面轮廓很浅。最终通孔的形成发生在固化之后,因而顶部尺寸发生进一步断裂。在预亚胺化时PI的湿法刻蚀对温度变化非常敏感。采用 $12\mu\text{m}$ 的固化涂层,通孔形成工艺限制在大约 $50\mu\text{m}$ 。

3.2.2.3 使用光敏介质

在聚合物固化之前,光敏聚合物中通孔的形成仅要聚合物的曝光和显影。对负性工作,光敏聚合物在显影过程中洗调为曝光的区域。得到所需要特性最重要的工艺是曝光。用投影步进机、扫描仪按硬接触、软接触或接近模式进行曝光。接触曝光比投影曝光产生更陡的壁面轮廓,这是因为聚焦影响变弱。

传统的显影技术包括:

- (1) 浸涂剂桶浸入,可由搅动或超声波增强。
- (2) 搅拌浆料显影,通常在自动轨道涂剂器上。
- (3) 喷雾显影。

3.2.2.4 激光烧蚀

对于通孔形成,激光烧蚀被证明是可行的技术。烧蚀的机理是热诱发聚合物链的断裂,接着是链碎片挥发。由于激光束的准直特性和短脉冲持续时间,热效应在局部是非常集中的。聚合物材料选择性地吸收准分子激光器发射的辐射波长为 193nm (ArF), 248nm (KrF), 308nm (XeCl)的激

光,并达到最高的烧蚀效率。烧蚀工艺的主要参量是流量、脉冲数和表面上图形的聚焦。另外需要注意的是要及时取出对烧蚀过程中产生的残渣。激光烧蚀工艺分为扫描和投影两种烧蚀工艺。扫描激光烧蚀包括在硬掩膜图形介质层上形成通孔的激光光栅。投影激光刻蚀是在石英掩膜上使用单个介质来把通孔烧蚀图形投影到基板表面。

3.2.3 金属薄膜沉积

用于薄膜为基的MCM金属化一般通过薄膜真空工艺(如蒸发和溅射)或者湿法工艺(如电镀和化学镀)来沉积。膜厚均匀性是薄膜结构可重复制造的关键。一般来说,真空沉积工艺形成的膜比电镀工艺形成的膜更均匀。

3.2.3.1 蒸发

通过蒸发工艺来沉积金属包括在真空中加热金属以及随后凝聚金属到基板上。传统的蒸发是一个低能工艺。蒸发对于基板的影响是轻微的,因此光滑表面的附着性通常很差。因为沉积是直视工艺,采用接近 90° 入射角来沉积金属。对于常见的蒸发源如电子速射枪,沉积发生在向上垂直的方向。

3.2.3.2 溅射

通过溅射来沉积金属包括高能粒子(典型情况下是等离子体中的 Ar^+)对金属靶源的轰击,金属原子从靶中撞出并沉积在基板上。由于靶到基板的距离很短,所以基板的发热将会是一个问题,但是金属原子与各种基板的内在附着性变好了。

由于溅射的不均匀流量分布(对金沉积很重要),溅射具有较低的沉积速率和较差的靶使用率的缺点。溅射工艺很容易实现自动化。需要注意的是必须把污染源从基板表面除去,以确保在界面处的金属附着力。

3.2.3.3 电镀

电镀是来自镀液中的离子选择性沉积。电动势加在先前需要被沉积的能导电的基层上来促使发生电化学反应。电镀的主要优点是沉积速率高,典型值大于 $1\mu\text{m}/\text{min}$ 。

基板作为阳极,金属离子还原并沉积在基层曝光的区域(通过成型的光刻胶)。它的缺点是由于首先需要用于电镀的基层,然后再把没有金属图形区域中基层材料除去,这增加了工艺步骤。

电镀的工艺过程从本质上来说是不断变化的,因此需要严格的工艺控制。必须连续监控,以防止镀液的化学耗尽,保证合适的电镀条件。镀液中有杂质会造成附着力差,小孔、应力、裂缝和其他不需要的特性。在电极表面上电镀速度取决于电镀液的流量情况,因为这会改变电极表面附近的金属离子的浓度。电镀图形尺寸的不同会造成电流密度的变化,这将导致在精细结构中沉积得越多,导致图形的厚度不均匀。由于Cr、Cu、Au和Ni都可以被电镀,表面焊盘金属化,如Cu-Ni-Au可以通过叠镀技术形成。

3.2.3.4 化学镀

电镀需要在给定的电流或是电压下连续置于金属盐基溶液中。化学镀却不像电镀,它仅仅需要用作催化剂的基层而不需要电接触。通过选择性的沉积把金属堆积到催化基层。沉积是通过水溶液中的金属离子还原进行的。可以得到用于镀Cu、Au和Ni的化学镀溶液。Ni有很高的沉积速率,但造成导体电导率降低。Au通常具有很低的沉积速率,大约小于 $2\mu\text{m}/\text{h}$ 。

3.2.3.5 金属应力

金属膜应力和薄膜应力问题是一样的,是由热应力和固有应力组成的。热应力是由沉积膜和基板之间的热膨胀系数

(CTE)不匹配引起的。不管对于拉长还是压缩,固有应力的级别受几何系统结构、工作条件以及加工因素的影响。当镀层变厚,应力增加。溅射沉积时离子轰击能改变微观结构,导致镀层密度变化,并且在特定条件下由拉伸引力变为压缩应力。金属应力可由工艺参数,如气体类型、压力、温度、基板成分和沉积速率来解决。

3.3 MCM-D 工艺的应用

3.3.1 通用电气 (GE) -HDI

GE 高密度互连薄膜互连工艺 (High Density Thin Film Interconnect Process, HDI) 是一种芯片优先工艺,如图 2.6-8 所示。在标准工艺中,裸芯片顶朝下放入在陶瓷基板预先形成的空腔中,然后在芯片和基板上形成互连结构。互连由基板上 PI 薄层叠压而形成,形成第一层介质层。通孔由激光烧蚀穿过膜到 I/O 焊盘。为了焊接芯片于焊盘上,薄膜上导体焊盘要预先采用 $4\mu\text{m}$ Ti/Cu 晶种溅射和电镀工艺形成过渡层。互连金属间距一般为 4mil 。通过重复 PI 膜叠层,形成通孔,金属化工艺形成更多层。此工艺中采用的基板包括 TI 公司的 MCM-L/C 类型和 GE 的金属基化合物基板和直接键合铜 (Direct Bond Copper, DBC) 基板。

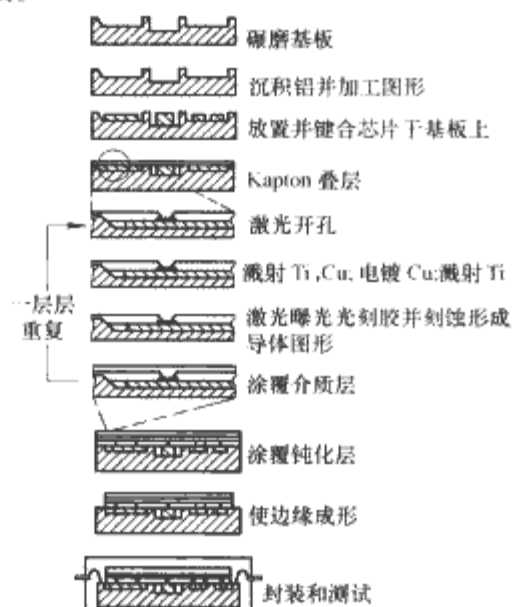


图 2.6-8 GE 公司高密度薄膜互连工艺示意图

3.3.2 AT&T 公司

3.3.2.1 PolyHIC

自从 1987 年以来美国电话电报公司 (AT&T) 在 Merimack Valley 工厂中使用聚合物混合集成电路 (PolyHIC) 技术用于开关和传输设备的生产。它的技术标准是在薄膜氧化铝基板上采用铜导体和 TaN 电阻器。金属的第一层是通过溅射一层 Ti 附着层和镀铜金属得到的。通过喷射沉积方法镀上介质,再曝光、显影和固化。金属的第二层可通过重复这一工序形成。线宽和间距的范围是 $50\sim 100\mu\text{m}$ 。最上一层金属是 Ti/Cu/Pd/Ni/Au。Pd 钝化 Ti/Cu 界面。Ni 作为 Cu 和 Au 层之间的阻挡层, Au 镀层为器件的焊接和丝焊提供条件,加工流程如图 2.6-9 所示。

3.3.2.2 硅上硅

美国电话电报公司最初的硅上硅工艺被称为高级超大规模集成工艺 (Advanced VLSI Process, AVP)。它建立在 Ni 钝化、铜金属的沉积金属化和包含多级复杂金属方案之上。

通过直流磁控溅射沉积铝,采用射频背溅射增强 PI 和沉积 Al 之间的附着力。铝光刻成形,并用湿法化学刻蚀成最终的图形。典型的导体尺寸是 $10\sim 40\mu\text{m}$ 宽, $1.5\sim$

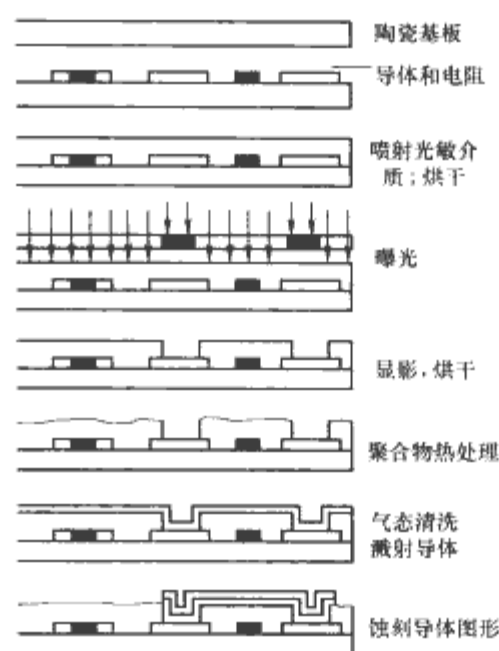


图 2.6-9 AT&T 公司 PolyHIC 加工流程

$2.5\mu\text{m}$ 厚。通过在 Al 掩膜上进行反应离子刻蚀确定通孔级别。硅化钼薄膜电阻器通过溅射来沉积。采用二氧化硅和四氯化三硅 (Si_3N_4) 来形成薄膜集成电容。在需要厚 ($>75\mu\text{m}$) 介质应用中,采用化学镀镍工艺来为后面工序提供平坦表面。该工艺横截面如图 2.6-10 所示。

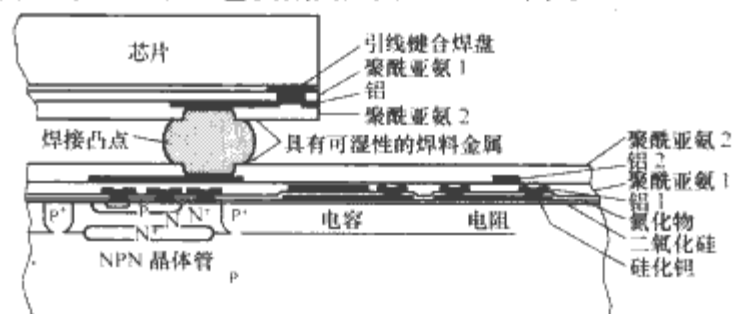


图 2.6-10 AT&T 硅上硅工艺横截面图

3.3.3 n-chip 公司 SiCB

n-Chip 在硅基板上制作薄膜互连。n-Chip 采用等离子增强型化学气相沉积未掺杂二氧化硅介质。二氧化硅由高速 PECVD 工艺来沉积。膜在室温和压缩应力小于 100MPa 的条件下预加料。沉积过程中控制应力使沉积膜厚度为 $10.5\mu\text{m}$ 。三个主要技术的特性见表 2.6-10。nC1000 的横截面如图 2.6-11 所示。

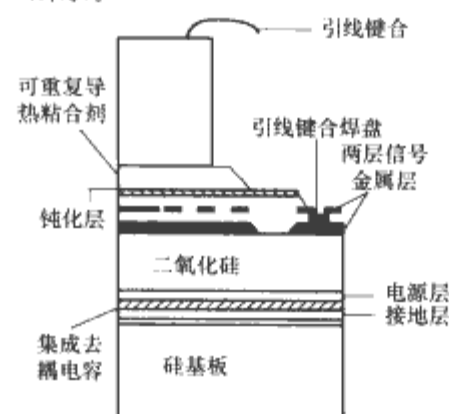


图 2.6-11 nC1000 横截面图

表 2.6-10 SiCB 技术特性对比

参数	分类	nC1000	nC2000	nC3000
目标速度 (MHz)		0~100	100~400	400~>1000
IC 制造工艺		CMOS	BiMOS, ECL, GaAs	BiMOS, ECL, GaAs
信号/电源层		2/2	2+焊盘/2	2+焊盘/3

续表

参数	分类	nC1000	nC2000	nC3000
最小间距/宽度(mm)		25/10	36/16	36/16
信号层导体		Al	Cu	Cu
TF 电阻器选择		无	10W/cm	10W/cm

4 MCM-L 技术

4.1 MCM-L 定义和特点

作为多芯片封装最早期的技术之一,叠层多芯片(MCM-L)封装采用印制布线板(Printed Wiring Board, PWB)作为互连基板。MCM-L与传统PWB的主要区别是芯片不进行预封装而被直接焊接在层压板上。采用这种技术的模块被工业界称为板上芯片(Chip-On-Board, COB),叠层多芯片封装是这种技术的扩展。虽然叠层多芯片封装中常用的互连技术是引线键合技术,但是其他互连方法(如倒装芯片和载带键合)也能被采用。相对于MCM-C和MCM-D封装技术而言,MCM-L有较低的封装密度。封装效率被视为评价各种不同技术封装密度能力的度量标准。其计算公式为

$$\text{封装效率} = \frac{\text{硅芯片面积}}{\text{封装面积}} \times 100\%$$

MCM-L采用和印制布线板类似的材料和工艺过程。典型的材料包括加固和非加固的电介质材料(如环氧树脂和聚酰亚胺),铜导体采用加法或减法加工工艺沉积金属层在介质材料上。各层(包含介质层和覆铜层)被依次层压在一起,然后钻孔和通过电镀或非电镀方法沉积铜。

MCM-L具有基于用多个相同图形在大平板上制作电路的能力,这使得MCM-L相对其他MCM技术而言具有较低的成本。这种优势不仅降低了单件的制作成本,而且在需要快速跃升至大批量生产时具有很大的优越性。特别是对于复杂性较低的MCM,庞大的PWB基础设施确保试制样品相对容易,同时它具有在必要时满足大批量生产所需要的内在产能。实现很高密度MCM-L的最大瓶颈是各层之间z轴方向连接所需要的通孔/过孔和连接焊盘。

PWB层压板是不良的热导体,这对于较小面积的大功率芯片的散热是很不利的。采用埋置较厚的铜平面和实心的热通孔可以在一定程度上解决这一问题,但是这种方法能显著降低基板的互连密度。随着倒装芯片直接组装技术的出现,一种替代的散热解决方案出现在大部分热量能够从芯片背面散出的场合,这就降低了对互连基板的散热要求。

在采用层压板MCM基板过程中必须注意的另一个问题是这种基板的热膨胀系数与硅芯片热膨胀系数的不匹配问题。采用与硅材料具有相近的热膨胀系数的基板材料是一种解决方法。另外,使用放置在芯片与基板之间的适当下填充材料能够补偿CTE失配,可为大批量MCM应用提供足够的可靠性。

4.2 MCM-L 工艺过程

MCM-L的工艺过程与高密度的多层板工艺基本相同。不同点包括精密线图案清晰度(definition)、刻蚀、选择性电镀、附加电镀和一些特殊的材料要求,这些不同点直接导致了MCM-L工艺特定的密度要求。

以下是MCM-L或印制布线板的五个标准工艺流程:

(1) 在基板核心层上应用光致刻蚀剂、成像和显影。

(2) 内层铜箔的刻蚀。

(3) 采用粘接性介电层将所有内层电路叠层。

(4) 通孔和盲孔加工。

(5) 过孔的电镀以保证各层之间的电气连接,表面层的电镀和蚀刻处理。

图2.6-12给出了MCM-L的流程图,以下将对这些步骤详细阐述。

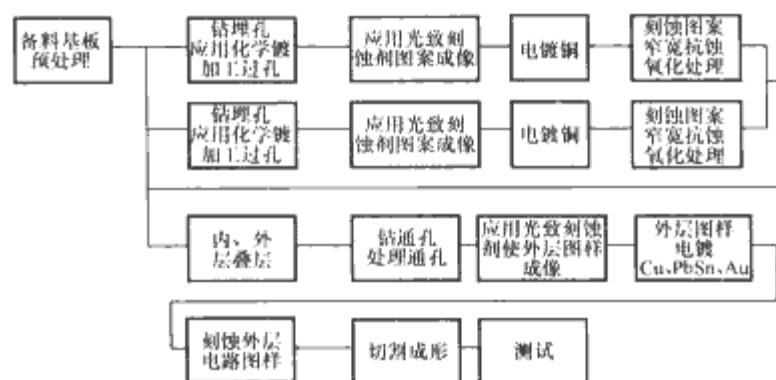


图 2.6-12 MCM-L 基板加工流程图

4.2.1 内层电路图样加工

电路图样成形是印制布线板技术最为关键的一步,是由设计阶段到生产阶段的结合点。在内层图样加工之前,要采用机械打磨或是化学刻蚀对铜表面进行清洁处理,这能够增加铜的表面积,同时增强内层叠层时的粘合力。然后,通过丝网或是应用光致抗蚀技术将刻蚀剂印制在铜表面。

丝网印制技术是从图形艺术工业中借鉴来的,通过丝网选择性地抗蚀剂以一定图案印制在铜薄表面。由于这种技术不能达到较高的图样分辨率,所以很少在MCM-L工艺中采用。为了达到较高的分辨率,一般采用光致抗蚀技术,光致抗蚀剂一般为液态或是干膜固态。液态抗蚀剂通过喷射、滚涂和淋涂的方法涂敷在铜层表面。通常,相对与固态膜光致抗蚀材料,液态抗蚀剂能够达到更精密的图样分辨率。在一定的曝光条件下,光致刻蚀剂显影,接下来对铜层进行蚀刻加工。在去除光致刻蚀剂后,通过化学方法在铜层表面形成氧化层,以增加叠层时各层之间的粘接力。

4.2.2 刻蚀

采用减法工艺的印制板的化学处理工业中最重要的步骤之一就是蚀刻加工,也就是去除部分面积的铜层,形成理想的电路图样。最常用的刻蚀环境是基于氯化铜、氢过氧硫酸和强碱性氨。其他刻蚀环境包括氯化铁、硫酸铬和过硫酸盐。强碱性刻蚀剂具有较高的产能和较低的价格,所以是在需要较高电路图样分辨率场合下最常用的刻蚀剂。

目前采用的刻蚀技术和装备是从最基本的四种方法演变而来,它们是浸泡、起泡、喷溅和喷射刻蚀。后种方法是通常采用的方法,因为它容易实现较高的产能、提高加工速度和达到较高的图样分辨率。

4.2.3 埋孔和盲孔加工

在标准的多层板技术中,过孔穿过整个多层板,经过电镀处理的通孔被称为电镀通孔,起到电气互连作用,图2.6-13给出了示意图。埋孔和盲孔穿透整个多层厚度,只连接和过孔有电气互连的各层,采用盲孔或是埋孔技术能增加互连密度。因而,在MCM-L工艺中多采用盲孔或是埋孔,而较少采用通孔设计。

埋孔处在多层板的里层,在表层上不可见,它们连接多层板的两层或多层。埋孔的优点是它能够电气连接内部信号层的相邻两层。电气连接表层与内部某一层的过孔被称为盲孔,在某一表面是可见的。采用埋孔和盲孔技术,过孔就

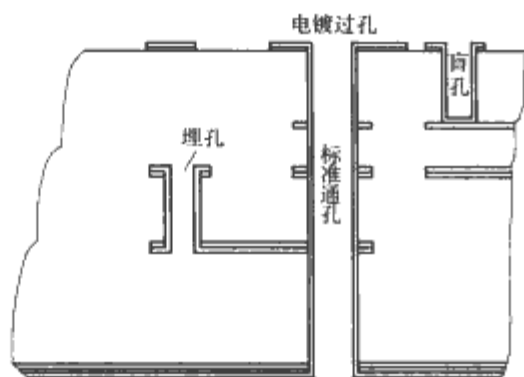


图 2.6-13 盲孔和埋孔示意图

能够堆叠放置，这节约了通孔在板上占用的面积，从而增加了布线密度。相对于通孔而言，埋孔和盲孔仅穿过很薄的几层，因而这种结构能够有效减小孔径，增加了过孔的纵横比，从而过孔更加容易电镀。当允许采用更小的过孔情况下，更小焊盘能被采用，从而为信号布线节约了空间。盲孔能够采用不同的工艺来加工，例如激光或是机械钻孔都能够加工特定深度的过孔。

4.2.4 叠层

多层板叠层工艺基本上与印制布线板基板的加工工艺相同。处理完成的电路层薄片通过粘合剂一层层对齐叠层放置，形成多层结构，粘合剂一般称为半固化介质材料。和电路层材料类似，半固化介质材料也是经过特殊处理的，有较高树脂含量和较低的流动性，从而确保为各电路层提供较好的封装性能。在叠层的过程中，各层保证精确的对齐是非常关键的。

在真空的环境下进行叠层加工，能够去除空气、潮气和残留的溶液，以防在粘合剂和叠层之间产生气泡和空隙。通过降低环境温度和压力、减小层叠时间和减小因为需要对齐导致的层间反复相对移动，能够提高叠层工艺的质量。更低的压力使得需要更少的树脂流动来去除空气。

4.2.5 钻孔

因为过孔提供了层间的电气连接，钻孔和接下来的清洁过孔对于通孔的电镀加工是非常重要的。钻孔的尺寸和质量对于多芯片层叠板的可靠性具有重要的影响，较小尺寸的孔能够导致更高的互连密度，较高质量的孔能够保证可靠的电镀和互连。由于需要综合考虑一些因素，如成本、可加工性、磨损特性和切削性能，印制电路板过孔加工的钻头一般采用碳化钨材料制成。钻头的设计和磨损直接决定了其去除材料的能力、钻磨温度、产生毛边和污迹的趋势和孔壁的光滑性等影响钻孔质量的因素。

保持适当的钻速是非常重要的，这由钻头和被钻磨的材料决定。入口和备用材料用作钻头导向装置，防止因为钻头偏移导致的钻头断裂，同时能冷却钻头。入口导向材料通常是覆铝纤维板。备用材料被用来防止钻磨过程中毛刺的产生，冷却钻头，防止孔壁产生污迹和钻头断裂。

接下来工艺是对钻孔进行清洗，保证过孔具有很好的可镀性。在钻磨过孔过程中，可能会产生许多影响孔质量的瑕疵。摩擦产生的热量能使树脂材料流动污染钻孔铜表面，污染物阻断了铜表面和电镀孔的表面的有效连接。为了去除这些污染物，对板要进行清洗，常用的方法是用化学溶液（如硫酸或是氟硫酸）或是等离子清洗。

4.2.6 电镀

MCM-L 工艺过程中最重要的电镀之一是过孔的电镀，因为电镀的过孔起到电气连接各电路层的作用。电镀也被应用在其他一些场合中，如构建电路线路的附加方法中和用作

抗蚀剂，在这种情况下起保护作用的焊料（抗蚀剂）被镀在整个电路图样层上和过孔中。在电镀之前，要对过孔表面进行处理，使得它具有可镀性，同时增加孔表面和镀层间的粘合力。

通常要采用沉积工艺将锡钎合金沉积在电路板表面形成金属薄膜，将表层激活。为了防止镀层附着失效和金属薄膜在电镀池中溶解，通常在电镀池中使用中间薄镀板。然后，电路板就能够电镀了。

电镀或是电解沉积的本质就是从电解液中沉积金属薄膜到导体表面，被电镀的导体通常作为阴极。电镀是通过电子的流动使得电解液中金属离子沉积到阴极来实现，镀层厚度正比于电流密度和电镀时间。如果想保证镀层厚度一定时，增加电流密度和提高电解液温度、增加电解液浓度以及增加搅拌次数会减小电镀时间。镀层铜的物理特性，如颗粒结构柔软性，会受到以上这些工艺过程参数的影响。

在生产印制布线板的工艺中有三种常见的电解槽：磷酸盐、硼酸盐和硫酸盐。磷酸盐电解池具有很好的匀镀能力和提供非常柔软可延展的沉积层，但是它的成本较高，而且对污染物比较敏感。硼酸盐能产生具有较好延展性的沉积铜层，但是其成本较高，同时对污染物比较敏感。硫酸盐具有较低的成本，能产生具有较好延展性的沉积铜层，同时对电解液中污染物不是很敏感。在电镀通孔形成过程中对铜层最主要的要求是具有很好的延展性和柔软性，以使得其在温度循环中具有较高的可靠性。由于这一点，磷酸盐电解池在要求生产较高密度的 MCM-L 场合中具有优势。

4.2.7 表层处理

MCM-L 结构的表层加工处理包括通孔电镀和表层特殊的电镀处理，这主要是为了使表贴器件具有可焊接性，同时表层也需要电镀抗蚀金属保护通孔。在普通的多层布线板工艺中，电路板表层的铜焊盘通常镀锡，这有利于大批量表贴器件的回流焊加工和直插器件的波动焊接。

在电路板层叠、钻孔和光致抗蚀剂喷涂等工艺之后要进行表面电路的成像和显影，接下来的工艺是在表层和通孔里镀铜和镀铅锡，最后部分面积曝光的铜层被腐蚀，形成所需的电路图样。

4.3 MCM-L 材料

在 MCM-L 模块生产加工过程中使用的材料和传统的印制电路布线板工艺中使用的材料本质上是相似的。印制电路布线板中使用的材料包括基板材料（由加强材料和连续电介质加固聚合物塑料组成的复合材料）、导体材料和表面处理材料。

4.3.1 基板材料

典型印制电路板的整个机械结构系统由加强纤维、织物或非织物、树脂和铜导体构成。电介质层的厚度分布在 0.004~0.030in 的范围内，铜导体的有效厚度从 0.0008~0.028in。在典型的多层板生产中，通常使用两种类型基板材料，即内层芯板材料（C 阶段）和粘合材料（B 阶段）。对于 MCM-L 模块的基板材料而言要满足以下一些重要指标：

- (1) 在吉赫的频带范围内，介电常数小于 2.5。
- (2) 玻璃化温度大于 180℃，有利于降低钻磨时产生毛刺的概率。
- (3) 热膨胀系数介于 $(3\sim5)\times 10^{-6}/\text{K}$ 之间。
- (4) 低的损耗角，小于 0.1%。
- (5) 吸水率小于 0.01%。

- (6) 较高的热导率。
- (7) 较低的 XY 和 Z 方向热膨胀系数 (CTE)。
- (8) 较强的层间粘合力和表面结合力。
- (9) 具有较好的可加工性。

在 MCM-L 模块加工过程中叠层基板最常用的是 FR-4 类别的材料，但是目前也存在其他更高性能的基板叠层材料，如聚酰亚胺、多功能环氧 (FR-5)、双马来酰亚胺三嗪系树脂 (Bismaleimide-Triazine, BT) 和其他一些工程材料。

表 2.6-11 常用层压板材料的重要特性

增强物/树脂	T _g (°C)	X-Y CTE (×10 ⁻⁶ /°C)	Z CTE (×10 ⁻⁶ /°C)	ε' (1MHz)	热导率 [W/(m·K)]	吸水性 (%)	相对质量	相对成本
玻璃/环氧树脂 (FR-4)	25	14	189	4.8	0.18	0.1	1	1
玻璃/聚酰亚胺	160~240	13	60	4.5	0.35	0.4	1	2~3
玻璃/聚四氟乙烯 (PTFE)	75	24	261	2.3	0.26	1.0	1	15
织物 Kevlar/Quatrex	185	6	90	3.9	0.16	0.9	0.7	3~7
织物 Kevlar/聚酰亚胺	180~200	6	83	3.6	0.12	1.5	0.7	4~8
石英/聚酰亚胺	160~240	6	34	4.0	0.13	0.6	1.1	14
Cu/In/Cu-玻璃/聚酰亚胺	160~240	6	60	4.5	75	0.4	1.6	3~5

4.3.1.1 加固材料

为了加强层压板的硬度、尺寸稳定性和强度，需要在层压板中嵌入或是在表面涂覆一层附加材料，这种材料被称为加固材料。加固材料有很多种，但是最重要的几种材料是：Kevlar 芳族聚酰胺纤维、环氧玻璃、石英或石墨，这些材料的存在形态包括织物、非织物或是薄膜带状。但是最常用的一种材料是玻璃纤维布。

随着电子封装尺寸的小型化，布线网格、导线（和线距）的特征尺寸，以及过孔和通孔尺寸不断减小，层压板的尺寸稳定性成为一个突出的问题。使用非织物加固材料或是对铜箔表面金属化处理都能改善层压板的尺寸不稳定性问题。

4.3.1.2 树脂材料

为了使模块达到较好的性能，通常需要提高层压板的玻璃化温度、降低模块的热膨胀系数和介质的介电常数，这是在高性能模块中不使用标准 FR-4 环氧玻璃介质材料的主要原因。当装配环境温度有可能超过基板的玻璃化温度时，基板材料就需要有更高的玻璃化温度。对于高性能的层压板材料而言，较理想的玻璃化温度要大于 180℃。当模块要经历温度循环或蒸发相焊接时，较高的玻璃化温度有利于降低层压板 Z 轴方向的热膨胀系数，表 2.6-12 给出了常用树脂材料复合物的特性。

表 2.6-12 常用树脂材料复合物的特性

材 料	玻璃化温度 T _g (°C)	介电常数 (1MHz)	多层板易加工性
FR-4 环氧树脂	120~125	4.0~4.5	好
四功能化合物 FR-4	130~135	4.0~4.5	好
聚酰亚胺/环氧树脂	220~260	3.3~3.5	非常好
环氧树脂/聚酰亚胺	185~220	3.5	非常好
Quatrex 5010	185	3.9	好
聚四氟乙烯 (PTFE)	75	2.1	非常好
氰酸脂	230~250	2.8~3.1	

4.3.2 导体材料

在 MCM-L 模块中最常用的导体材料是铜。目前对于多层板而言，使用的铜层厚度通常为 1 盎司(0.001 4in)和 1/2 盎司(0.000 7in)。然而，对于 MCM-L 而言，覆铜层的厚度通常为 1/4 盎司(0.000 35in)和 1/8 盎司(0.000 18in)。大部

目前在高性能 MCM-L 模块应用场合，聚酰亚胺已经成为最重要的基板叠层材料。

表 2.6-11 列出了一些常用的多层板介质材料的重要属性。当 MCM-L 模块工作在热循环条件下，为了达到较高的可靠性，应该严格控制基板材料的厚度、质量和热膨胀系数。同时基板介质材料还应该满足其他一些要求，如容易加工尺寸较小的过孔和保持 10 倍于标准环氧玻璃的尺寸稳定性。

分铜箔都是通过电解而得到的，铜离子在电流的作用下沉积到鼓膜上，经过一段时间的电解后，在鼓膜上形成一层薄铜层，然后将其剥离下来，得到所需要的铜箔。紧贴鼓膜的一面比较光滑，另一面相对粗糙一些，粗糙的表面有利于铜箔与预浸料树脂之间更好的粘合。另外为了增强这种粘合力，铜表面一般要经过氧化处理或是电镀一层专门的金属化合物。

铜箔也能通过轧辊的方法形成，轧辊而形成的铜箔具有最好的延展性。但是从降低成本角度考虑，电解沉积是最常用的生产铜箔的方法。各种方法得到的铜箔的电导率基本是相同的，但是延展性有差别。

铜箔和层压板材料的热膨胀系数是不同的，这就需要铜箔要有较高的剥离强度。相对于传统多层板工艺而言，MCM-L 工艺中的铜导线宽度更小，热膨胀系数的不匹配会导致细铜导线的断裂。在室温条件下，对于环氧及改进型环氧材料，铜的剥离强度的是足够的。但是对于聚酰亚胺和改进型聚酰亚胺而言，铜的剥离强度的是不够的。为了提高铜与聚酰亚胺的剥离强度，必须要对铜箔进行氧化处理。层压板上铜导线图样通常用光成像和刻蚀工艺加工而成。

4.3.3 表面镀层处理材料

对于载带自动键合 (TAB) 芯片互连和倒装芯片焊接工艺而言，键合点处厚度为 50~100μm，焊料可提供良好的可靠连接。通过消除对层压板一侧的焊料需求，将焊接所需要的焊料都转移到芯片一侧来降低倒装芯片焊接的成本。对于丝焊工艺而言，通常使用镀覆在镍层上干净柔软的金表面来进行引线热声键合。

5 MCM 互连技术

对于每一个多芯片模块而言，芯片和基板之间的互连是必须的。因为必须要把芯片的 I/O 引出到基板上，实现芯片和芯片之间，以及芯片和模块 I/O 之间的电气连接。同样，芯片和基板之间也要实现牢固的粘合，使得芯片有良好的散热性能和机械支撑，如图 2.6-14 所示。

在过去的 30 多年里，有三种基本的裸芯片互连方法被广泛使用，它们是引线键合工艺 (Wire Bonding)、载带自动键合工艺 (Tape Automated Bonding—TAB) 和倒装芯片焊接技术 (Flip Chip)。表 2.6-13 对三种常用裸芯片互连工艺性能进行了比较，这些工艺不断被改进来适应更高性能模

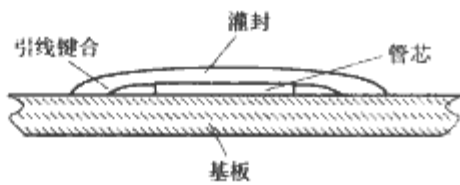


图 2.6-14 芯片基板互连示意图

块互连的要求。到目前为止，没有一种通用的芯片互连方法来实现所有的互连要求，每一种现有的互连方法都有其优点和不足。

芯片与基板之间的互连方案是多芯片模块设计之初需要仔细考虑的方面。芯片互连技术必须与 MCM 的其他工艺兼容。选择哪一种互连技术与基板的类型及模块的传热路径密切相关。芯片互连方式也决定着模块的电气性能（如延迟效应等）和互连密度。

芯片级的互连一般可以分为外围式（Peripheral）和面阵列（Area Array）两种方式。芯片外围方式互连是以分布在芯片周围边界上的键合点为基础的，引线键合和自动载带键合工艺是最常用的两种外围式互连工艺。面阵列互连方式是以分布在整个芯片表面的键合（焊接）区为基础的，芯片倒装互连是最常使用的面阵列互连工艺。

面阵列互连工艺能提供高密度的互连，它通常应用在有非常高密度 I/O 的多芯片模块中。但是，绝大部分大批量、低成本的单芯片封装和多芯片模块封装通常选择外围式芯片互连工艺。

表 2.6-13 几种常用裸芯片互连工艺性能比较

技术特点	引线键合 (Wire Bond)	载带自动键合 (TAB)	倒装芯片 (Flip chip)
技术成熟度	非常成熟	成熟	成熟
芯片有效性	非常好	中等	差
外围式键合点距离	3~4mil	3~4mil	10mil
面阵列键合点距离	—	—	10~15mil
最大 I/O 数量	300~500	500~700	>700
引脚尺寸	20~100mil	80~600mil	无引脚
可维修性	差	中等	好
典型传热路径	基板	基板	顶盖/基板
芯片老化/测试	差	好	中等

多芯片组件的组装是半导体器件和无源元件与 MCM 基板的机械连接和电气互连。这种机械和电气连接可以用两个独立串行工艺流程来完成，如焊料焊接与引线键合，或者可以同时完成芯片基板的焊接及芯片的电气互连，如倒装芯片焊接工艺。以下将分别对半导体芯片与基板的粘接方式，以及典型的裸芯片互连方式进行阐述。

5.1 芯片和基板的粘合

用环氧树脂粘接剂把芯片粘贴到基板上是裸芯片组装最常用的方法。这种工艺不需要对半导体芯片的表面进行任何特殊的处理，如金属化等，降低了芯片加工的复杂性。可用的粘接材料有很多，包括环氧树脂、聚酰亚胺、热塑塑料以及焊料。

5.1.1 环氧树脂

没有混合其他材料的环氧树脂不导电同时热导率也不高。通过在环氧树脂中添加陶瓷填料（如氧化铝或氮化铝），可以大大增加粘接剂的热导率。如果要增加环氧树脂粘接剂的电导率，还可以添加 Ag 或是 Au 离子。有各种的商用环氧树脂粘接剂的配方，可以满足对加工（涂覆和固化）、成本、性能（电、热和机械）等各种不同要求之间折中。还可

以配置柔性环氧树脂最大限度的减小芯片和基板之间的热—机械应力，这种低应力柔性环氧树脂一般具有较低的玻璃化温度 T_g ，在玻璃化温度以上，环氧树脂的 CTE 增加 3~5 倍，但同时材料的杨氏模量显著降低，环氧树脂反而更加柔顺。

环氧树脂粘接材料的粘接强度随着温度的升高而降低。材料的强度能保证在 150℃ 下金丝键合工艺的进行。在 200℃ 以上时，可以给芯片施加足够的剪切力将它从基板上取下维修，为了降低这个温度某些环氧树脂的配方具有较低的玻璃化温度。

商用的贴片环氧树脂的存在形态主要有两种：膏和膜。其中膏状环氧树脂应用最为广泛，它可以通过注射器人工涂覆，或者用自动的涂布系统来进行涂覆。另外，环氧树脂材料也可以通过丝网印制工艺印制到芯片粘接区，这是一种适于大批量生产的高效率工艺。贴片环氧树脂是加热固化的，无论是膏状还是预制片状的传统环氧树脂，都需要在 150℃ 下加热 30~60min。对于大批量生产而言，较短的固化周期提高了生产效率。目前有商用的玻璃化温度在 200~140℃ 温度范围内的快速固化环氧树脂，其固化时间为 1~5min。

5.1.2 聚酰亚胺

一般来说，环氧树脂不应承受 200℃ 以上的温度。如果需要在较高的温度下加工或是工作，可以采用聚酰亚胺粘片材料。聚酰亚胺粘片胶是溶解在溶剂中的聚酰胺酸，并添加了 Au 或 Ag 填料。

在固化过程中，溶剂蒸发，聚酰胺酸通过缩合作用而亚胺化，释放出水，它需要较高的固化温度（250~300℃）。溶剂从大面积芯片下蒸发以及固化器件时产生水分是需要解决的问题。聚酰胺酸脂在固化过程中不释放出水，可以考虑应用于芯片粘接。虽然聚酰亚胺是一种高温稳定的聚合物（400℃），但是添加 Ag 降低了粘接剂高温稳定性。

5.1.3 热塑材料

热塑材料是长链的线状聚合物，在受热时变软。商用的热塑性粘片材料通常有包含溶剂的软膏和固态预制片两种形态。为避免溶剂在面积芯片驻留，软膏可以在安放之前进行涂布和干燥处理。然后将基板加热到热塑塑料的软化点以上，芯片则被“挤”入热塑塑料。芯片受到的“挤”压力大小与温差（安放温度与软化点温度之间）成反比。对热塑塑料均匀加热以保证芯片平稳的和基板粘接，以使得芯片表面和基板表面保持平行，这样有利于后续的丝焊工艺。当基板冷却时，热塑材料变硬，芯片和基板就被紧紧的粘合在一起。这其中没有固化的现象产生，因为热塑材料不发生交联。反之，如果芯片放在较为干燥的软膏中，就需要较长的时间来蒸发溶剂。

热塑塑料粘接芯片的主要优点是材料具有再次加热的可能以便取下芯片返修。热塑性粘片材料一般具有较低的弹性模量，产生较低的芯片应力。目前一些商用的热塑材料可以添加一些填充材料（Au、 Al_2O_3 、AlN）来改善某一方面的性能。

5.1.4 焊料

对于大功率应用来说，焊料粘片材料能提供比有机粘接剂更高的热导率。目前有很多适用于不同工艺温度的焊料合金，见表 2.6-14。焊料粘片材料也是有软膏状和预制片状两种存在形态，但是后者较为常用。焊料的再流温度一般比液化温度高 40~60℃，对于在 350℃ 以上温度再流的情况，通常要使用混合气体气氛（95% N_2 / 5% H_2 ）。在这样的温度下， H_2 与表面氧化物发生化学反应，清洁硅片和基板表面

以保证金属表面和金属表面的焊接。对于需要较低焊接温度的场合，可以考虑使用松香软激活焊剂。

用于焊料粘接工艺的芯片表面需要做金属化处理，对于 Pb/Sn 基的焊料合金而言，常用的是 Ti-Ni-Au 三层金属化。Ti 提供与 Si 的粘接，Ni 是一种钎焊的金属，镀 Au 防止 Ni 的氧化。同时采用 Ti-Ni-Au 金属化后的硅表面也能够采用 Au-Sn 和 Au-Ge 焊料。另外，裸露的硅芯片表面能够与 Au-Si 共熔焊料焊接。然而，在圆片制作过程中为防止 Si 的氧化通常在芯片背面沉积一层金，它阻碍了焊料的浸润。必须要注意到在热循环和功率循环过程中引起的焊料疲劳断裂。

表 2.6-14 常用焊料粘片合金

焊料成分	液相线 (°C)	固相线 (°C)
62.5%Sn, 36.1%Pb, 1.4%Ag	179 共熔	179 共熔
95%, 5%Pb	222	183
80%Au, 20%Sn	280 共熔	280 共熔
90%Pb, 10%Sn	302	275
97.5%Pb, 2.5%Sn	303 共熔	303 共熔
95%Pb, 5%Sn	312	308
95%Pb, 5%In	313	300
96.8%Au, 3.2%Si	363 共熔	363 共熔
88%Au, 12%Ge	356 共熔	356 共熔

5.2 芯片互连技术

5.2.1 引线键合工艺 (Wire Bonding)

目前有三种基本的引线键合工艺，分别是热压键合、热声键合和超声键合。这些名称来源于键合引线时所使用的能量形式，分别有压力、热能和超声波能量。所使用的引线有金丝和铝丝，在 MCM 应用中所使用引线的直径一般介于 0.018~0.25mm 之间。三种引线键合工艺的应用范围、特点以及工艺比较见表 2.6-15。

表 2.6-15 各种引线键合工艺比较

参数 \ 工艺	热压键合 (金丝)	超声热键合 (金丝)	超声键合 (金丝或铝丝)
控制难度	较难控制顶端熔化	容易控制	必须控制超声能量和压力
速度 (每分钟键合点)	6	600	240
所需的热量	脉冲加热工作平台	150°C 工作 (最大)	不需要附加热量 (典型)
所需的压力	最大	少于其他两种方法	少于热压键合
方向	全方向的	全方向的	直线 (±7.5°)
回线能力	一定程度的控制	最好的控制	较好的控制
键合点尺寸 (直径 25μm)	与键合机球型头有关 2~5 倍引线直径	与键合机球型头有关 2~5 倍引线直径	与键合机的楔型头有关 1.2 倍左右引线直径
键合头尺寸	最大	最小	较大
对污染物的敏感度	最敏感	较少的敏感度	最少的敏感度

5.2.1.1 热压键合

热压引线键合工艺是最为常用的一种键合工艺，这种工艺可以有三种不同的键合处理方法，例如热压楔焊、热压球焊和热压自动点焊。较高的温度使金属处于退火的状态，同

时在一定的压力下两种金属之间形成牢固的分子金属键，这样金属就被“粘合”在一起，这是热压引线键合的基本原理。通常而言，金属越柔软，越容易键合。

但是，热压键合由于需要较高的键合温度，一些不能承受较高温度的金属就不能采用这种工艺键合，这是其不足之处，例如，金属铝就很难通过热压工艺进行键合，这是因为在 250~300°C 的温度下，铝表面容易形成一层坚硬的氧化物，这破坏了铝的可键合性。典型脉冲热压键合工艺过程如图 2.6-15 所示。

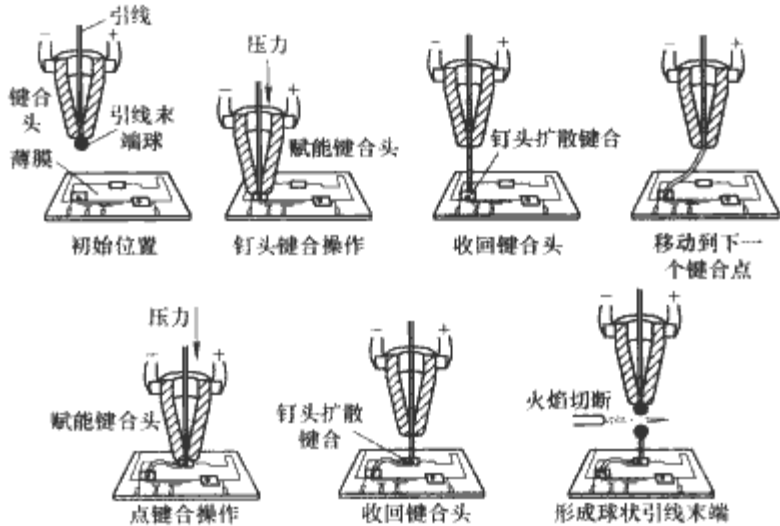


图 2.6-15 典型脉冲热压键合工艺过程

(1) 热压楔焊。楔焊是热压键合最老的一种工艺。这种工艺对较细引线键合非常有用，它能非常容易在引线和金属之间产生两个键合点，因而能提高键合可靠性。楔键合机实物如图 2.6-16 所示。

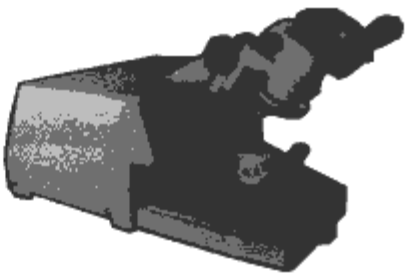


图 2.6-16 楔键合机实物图

(2) 热压球焊。热压球焊工艺非常适用于要求较高键合速度的场合。在这种工艺中，用于送给键合线的细管通常被加热到 300~400°C 之间。一个开放的火花喷出熔化键合线，其末端形成球状。键合机将球状引线头压在焊盘处，完成键合后引线被火焰切割机熔断，同时形成下次键合时的球状引线头。采用热压球焊工艺的键合点如图 2.6-17 所示。

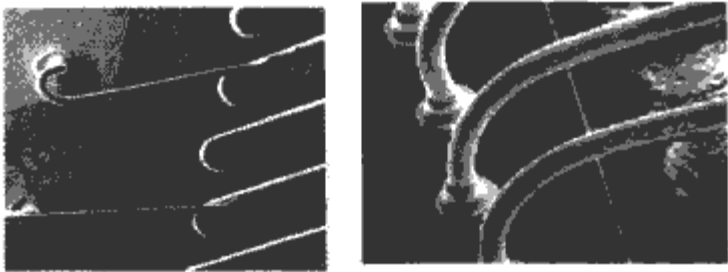


图 2.6-17 采用热压球焊工艺的实物图

热压球焊有以下的一些优点：

- 1) 键合头能全方位移动，完成第一次键合后，键合头能够以任意角度移动到第二次键合处。
 - 2) 在键合过程中不需要其他特殊的装置。
 - 3) 容易控制。
- 当然这种键合工艺也有一些不足之处：
- 1) 需要较高的工作温度。
 - 2) 对要求高效生产的场合，需要相对大的焊盘面积和较大键合线之间的允许间距。
 - 3) 它是对焊盘表面污染物最为敏感的一种引线键合

工艺。

4) 相对慢的键合时间, 对键合头施加压力的过程尤其耗费时间。

5) 不能采用铝线作为键合线, 因为铝线在火焰 (Flame-off) 熔断的过程中不能形成球状引线头。

(3) 热压自动点焊。热压自动点焊是热压楔焊和热压球焊两种工艺的折衷。它不采用火焰熔断方法, 而是采用切割的方法。在这种工艺中可以采用金丝或铝丝作为键合线。由于引线头不是球状, 所以允许更小面积的焊盘, 这样可以提高键合密度。

5.2.1.2 超声热键合

超声热键合工艺是在热压引线键合过程中使用超声能量。依靠超声能量在键合头处产生振动可以去除键合区表面的氧化物, 同时产生一定的热量, 这两点对于可靠键合而言是至关重要的。由于超声波和施压机一起作用完成引线键合, 所以这种工艺只需要 $120 \sim 150^{\circ}\text{C}$ 的温度环境。热声键合工艺可以采用一些低温材料, 包括金丝或是铝丝。超声热压球键合机实物如图 2.6-18 所示, 图 2.6-19 给出了超声热键合工艺流程图。这种工艺有以下一些优点:



图 2.6-18 超声热压球键合机实物图

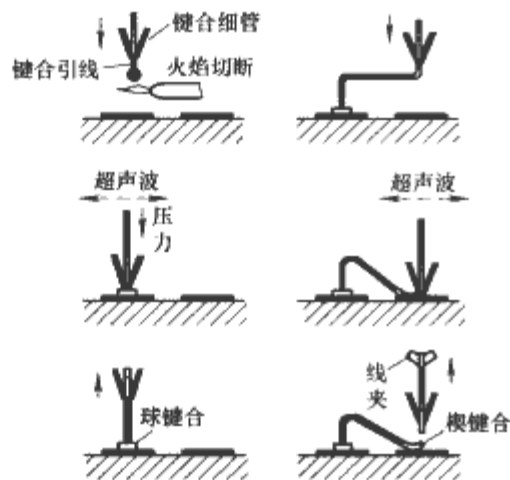


图 2.6-19 超声热键合工艺流程

- 1) 适中的键合温度。
- 2) 键合头能全方位移动。
- 3) 相对于热压键合而言, 它对键合区污染物有更低的敏感度。

同时它也有以下一些不足之处:

- 1) 它至少需要 $0.1\text{mm} \times 0.1\text{mm}$ 的焊盘面积尺寸。
- 2) 键合过程中需要声能控制。
- 3) 需要特殊的装置。

5.2.1.3 超声键合

在超声键合工艺中超声能量和压力被用作键合引线和键合焊区之间的相对剪切力作用, 从而形成分子金属键。这种剪切作用能够去除键合区表面的氧化物层, 如铝层表面的氧化铝。由于在键合过程中引线键合头要在键合区滑动, 所以需要相对大的键合接触面。超声键合工艺需要仔细控制保证

不破坏芯片表面。典型的超声引线键合工艺过程如图 2.6-20 所示, 图 2.6-21 给出了超声波引线键合机的实物图。

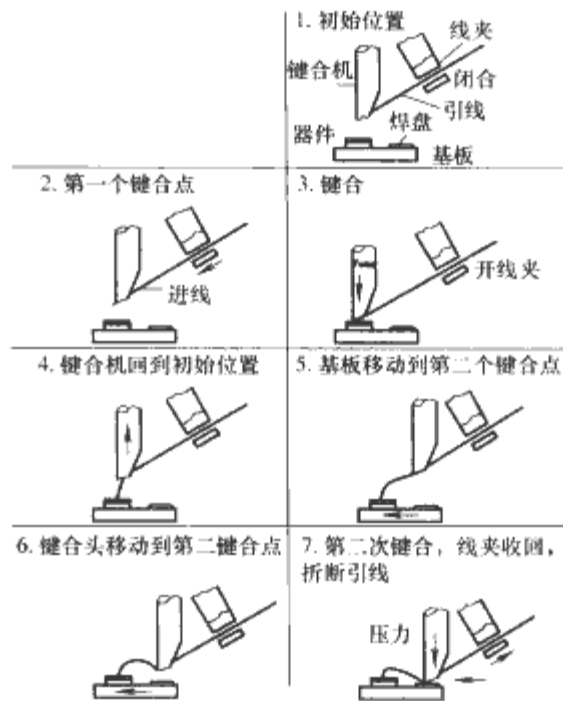


图 2.6-20 超声引线键合工艺过程



图 2.6-21 超声波引线键合机实物图

超声键合工艺是一种非常灵活的工艺, 它能够键合很多不相似金属材料。金丝和铝丝是最常用的两种引线材料。采用铝丝的情况下基板无需加热, 但是在金丝的情况下基板需要加热。在需要相对少的外部包含材料情况下, 采用超声键合工艺容易实现无缝隙键合连接点, 所以它可以形成高质量和低接触电阻的键合点。超声键合点实物放大图如图 2.6-22 所示。由于在常温下键合, 所以消除或是降低了键合点形成金属互化物的可能性, 同时也使得键合能在温度敏感元件的附近完成。超声键合工艺有如下一些优点:



图 2.6-22 超声键合点实物放大图

- 1) 可以在室温下进行。
- 2) 相对于其他引线键合工艺, 它对键合区表面污染物最不敏感。
- 3) 相对热压键合工艺, 它需要更小的键合焊盘面积, 例如对直径为 $25\mu\text{m}$ 的键合线而言, 仅需要 $(38 \times 75)\mu\text{m}^2$ 的键合区面积。

同时它也有一些不足之处:

1) 键合方向是单方向的, 第一次键合完成后, 键合头只能单向移动到第二个键合点处。因为键合区位于芯片的周边上, 所以整个剪刀夹具或是基板必须旋转。这些附加移动是超声键合的速度降低到每秒 2~4 根引线。

2) 键合点附件的元件或是封装外壳使得键合工具和线夹之间要保持一定间距。

3) 超声能量测量问题使得键合过程较难控制。

5.2.1.4 键合引线材料

焊丝是将所选择的金属通过一系列的孔洞直径逐渐变小的模具进行拔制而成的。拔制后去除焊丝上的拔制润滑油及保证在拔制过程中焊丝不产生刻痕是非常重要的。由于机械强度的限制, 铝线不能被拔制到直径小于 0.001in 的细线。1%或 0.5%的镁被添加到铝中可以使之变硬, 这种情况下可以拔制成直径小于 0.001in 的细线。对于大电流应用场合, 可以使用直径在 0.005~0.02in 之间的纯铝丝。一般可以在金丝中添加适量的掺杂剂使之稳定。根据硬度要求, 有冷拔、应力释放的或退火的等各种类型键合引线, 它们的一些典型特性如表 2.6-16 所示。

表 2.6-16 键合引线的一些典型特性

材料	99.99%Au 硬, 25μm	99.99%Au 硬, 25μm	99%A1, 1%Si 硬, 25μm	99%A1, 1%Si 退火, 25μm
特性参数				
抗拉强度(N)	0.108~0.118	0.088~0.098	0.167~0.186	0.127~0.147
延伸率(%)	1~3	4~8	1~4	1~4
熔断电流(A)	0.55	0.55	0.48	0.48
电阻率(μΩ·m)	2.2	2.2	3.1	3.1

5.2.1.5 基板金属化考虑

Au 是铝丝焊和金丝焊工艺中常见的金属化表面涂层材料。MCM-C 基板中使用的厚膜金可直接适用于金丝键合, 但是对于铝丝键合工艺来说, 要采用掺杂了钯的金浆料以防止在高温下产生柯肯特空隙引起的结合失效。

铝金属化被用在 MCM-D 基板上时, 能与金丝和铝丝键合工艺相兼容。但是必须要认识到金和铝可能会形成一系列的金属间化合物: 如 Au_2Al_2 , Au_2Al , $AuAl_2$, $AuAl$, Au_4Al 。这些金属间化合物具有导电性和较高的机械强度, 但同时也具有很大的脆性。金属间化合物是在高温下形成的, 在组装过程中, 必须要确保采用引线键合工艺模块不处于高温环境下。如果形成了足够的金属间化合物, 就会产生空隙。如果保持很薄的金属化层, 只形成有限量的金属间化合物。

铜也常用作 MCM-L 和 MCM-D 基板的金属化材料。铜既不能与金丝也不能与铝丝直接键合。必须要采用复合的 Cu-Ni-Au 三层金属化层, Au 层作为键合层, 如图 2.6-23 所示。因为 Cu 能够迅速扩散通过金并会在金表面氧化, 从而限制表面的可键合性, 所以在金属化时需要采用 Ni 作为阻挡层。对于铝丝键合来说, 金层的厚度仅需要在 0.1~0.3μm 的范围内, 最大值一般不超过 1μm, 以避免可能形成的与失效机理相关的空隙。对于金丝键合来说, 金层的厚度一般介于 1~1.5μm 之间。因为金的纯度对可键合性有很

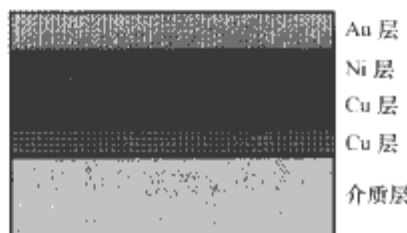


图 2.6-23 典型键合区 Cu-Ni-Au 金属化层示意图

大的影响, 所以金层应该是柔软和无掺杂的, 只允许含有几个 10^{-6} 含量的杂质。

5.2.2 载带自动键合工艺(Tape Automated Bonding—TAB)

集成电路的复杂性越来越高, 在相同硅片面积上的电路元件单元越来越多, 同时硅片上的 I/O 口密度也越来越高, 传统的引线键合工艺很难达到这么高的互连密度。因而载带自动键合互连工艺应运而生, 它是一种高性价比、能达到较高生产效率和互连密度的工艺。

相对于引线键合工艺而言, TAB 工艺具有以下一些优点:

1) 实现高的互连密度。采用 TAB 工艺的键合点大小以及键合点之间的距离基本上只有引线键合工艺的一半。这样在同样面积的芯片上允许的键合点就更多, 能实现更高的互连密度。

2) 优良的电气性能。和引线键合工艺相比, TAB 具有更短的键合导带长度, 更小的线路阻抗, 因而具有更短的信号延时, 适合于工作在更高频率的多芯片模块互连。

3) 较高的可靠性。由于键合点采用了薄膜金属化, 所以可以使芯片在很大程度上免受外界潮气和化学污染物的影响, 这样就增加了芯片的寿命, 提高了多芯片模块的可靠性。

4) 自动化程度高。

5) 方便芯片测试和老化处理。在完成内引线键合后, 芯片能直接在载带上进行测试和老化处理, 这样保证了芯片和基板之间可靠的焊接, 提高了成品率和生产效率。

6) 更好热性能。相对于引线键合工艺而言, TAB 为芯片提供了其他的传热路径, 芯片的热量能通过大量具有较高热导率的铜导带传递到基板。

5.2.2.1 TAB 工艺流程简介

载带自动键合技术可以追溯到 20 世纪 60 年代中期通用电气公司研制的微小模型(Mini-mod)技术。TAB 首先将芯片粘接在带有铜引线图形的聚合物载带上, 如图 2.6-24 所示。金属引线通过凸点和芯片键合, 这些凸点可防止 TAB 引线和硅表面发生短路。键合完成后, 芯片会以卷带方式自动地进行传送。另外可以在铜引线上制作测试焊盘图形, 使得在组装之前就可以对芯片进行测试和老化处理, 这是 TAB 工艺的一个主要优点。在芯片和基板组装时, 带有铜引线的芯片从载带上被切割下来, 剩下的铜引线分布在芯片的四周, 然后将铜引线成形, 最后芯片被焊接在基板上。载带自动键合工艺流程如图 2.6-25 所示。

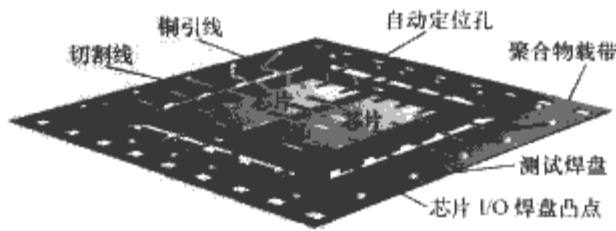


图 2.6-24 芯片与载带粘接示意图

在载带自动键合工艺中, 载带有三个重要的功能: 传送芯片到下一个工序、提供互连导线, 以及芯片能在载带上完成测试和老化处理。除了为芯片提供必要的物理支撑外, 载带还要保证在传送和测试芯片的过程中严格保证芯片和载带之间不能发生相对移动。载带上应该有按照设计要求加工的铜导线图案以及供测试芯片用的测试点。

5.2.2.2 凸点加工

在芯片上进行载带键合, 芯片表面上要有凸点, 这就必

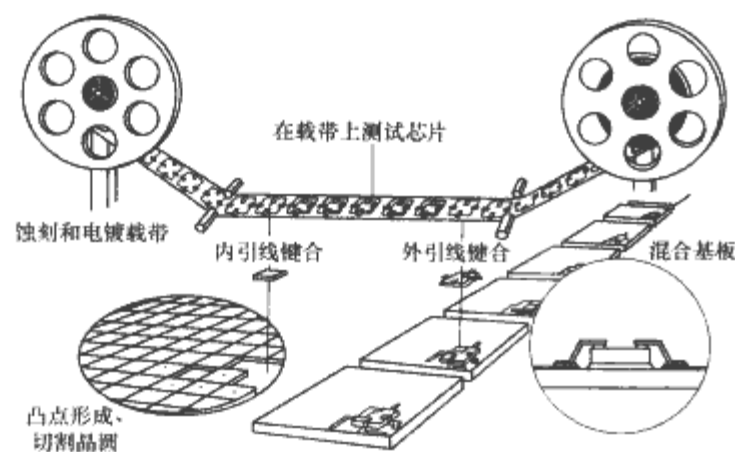


图 2.6-25 载带自动键合工艺流程

须要对晶圆片表面进行附加处理加工, TAB 的凸点加工工艺过程如图 2.6-26 所示。首先要在圆片表面真空镀上一层界面金属层, 这层界面金属层起着增加粘接力 and 阻挡内层金属扩散氧化的作用。通常界面金属层材料是钛—钨/金, 然后附加薄薄的金层防止钛—钨氧化, 紧接着涂覆一层厚厚的光刻胶并对其进行光刻成像, 然后经过电镀形成凸点。最后洗蚀去光刻胶, 同时刻蚀掉多余的界面层金属。从图中可以看出, 凸点形成后, 芯片上铝焊盘层不再暴露在外。

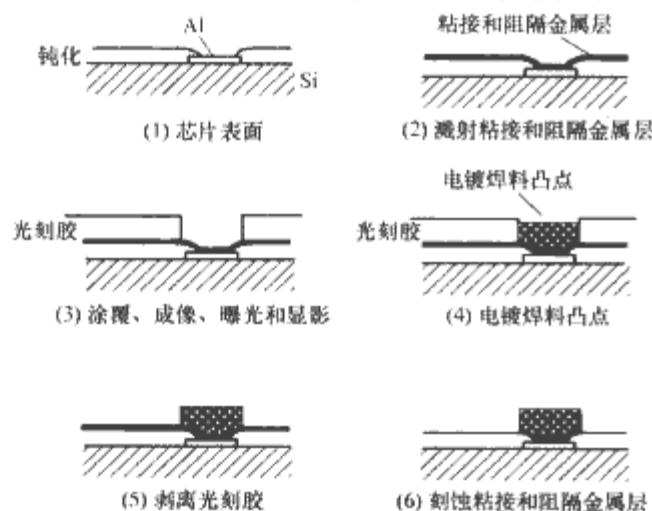


图 2.6-26 TAB 凸点制造工艺

金是最常用的一种凸点金属材料, 其他一些材料也能用来形成凸点, 如 5%Sn-95%Pb、Ni/Au 和 Au/Sn/Au 等各种金属复合物。预先制造了凸点的晶圆不容易买到, 为此研究了许多种替代方法。方法一是使用一种热声焊机将金和钯—金球热压焊到芯片 I/O 焊区, 类似于热压键合工艺。球焊工艺完成后, 线夹闭合上, 因而焊球上方的焊丝断开。或者是在焊丝上安装一种含钨碳化物堵塞棒, 将“猪尾”丝压焊下去。另一种替代方法是在载带上形成凸点, 通过将凸点电镀到 TAB 载带的铜销末端上或用一种凸点转移工艺在载带上形成凸点。

5.2.2.3 内引线键合

载带上的铜引线被镀金或是被镀锡, 这取决于内引线键合工艺 (Inner-Lead Bonding—ILB)。在原来的工艺中, 先将所有镀 Au 的引线同时热压压焊在芯片上的 Au 凸点上。典型的热电极温度为 400~500℃, 随着 I/O 端口和引线数量的增加, 压焊所需要的压力也要增加。如果压力在凸点之间分布不均匀, 可能会导致 Ti-W 阻挡层和芯片钝化层的裂缝, 使用 Ni/Au 凸点可消除这种裂化。单点热声键合通常被用来焊接镀金载带与金凸点, 这种工艺每键合一个凸点需要一次焊接操作。热声内引线焊接机被改良成热声丝焊机, 采用热能、压力和超声能量使焊球和引线变形, 产生分子金属键。单点键合可以将作用于芯片上的压力减至最小, 还能

根据凸点高度调节键合头位置。如果载带上镀上金层, 那么载带可以和 Au/Sn/Au 凸点一次性键合上。当热电极加热时, 凸点最上层的再流共晶 Sn-Au 合金会熔化并弄湿镀金载带。

5.2.2.4 外引线键合

外引线键合可以采用批量和单点键合机两种方式来实现。和内引线键合工艺一样, 根据基板金属化工艺的不同, 外引线键合可以采用回流焊、热压和热声键合工艺中的一种。在进行外引线键合工艺之前, 首先要从载带上切割半导体芯片和合适长度的铜引线, 在组装之前切割是为了减小脆性引线被折断的潜在可能性。

在使用回流焊工艺时, 采用 63%Sn/37%Pb 焊料可以将镀 Sn 和 Au 的引线焊接到基板上。镀金层的厚度对外引线键合工艺的可靠性非常重要, 镀金层的最大厚度取决于焊接点焊料的多少, 试验表明, 焊点处金含量超过 3% 会使 Sn/Pb 焊点变脆。在外引线间距很窄的情况下, 焊盘大小和焊料的多少对于避免相邻引线之间的短接有很大的影响。

单点热压或是热声键合工艺可以被用来将镀金 TAB 引线键合到基板金属化层上 (镀金)。这种工艺不会产生流动的液体, 因而不会使相邻引线短接, 可以允许外引线间距更小, 提高键合引线密度。

5.2.3 倒装芯片焊接技术 (Flip-Chip Technology)

传统的倒装芯片焊接技术是将集成电路半导体芯片的整个表面直接和基板焊接在一起。因而这种工艺也被称为面焊接 (键合)、可控坍塌焊接或是可控坍塌芯片互连。

因为倒装芯片焊接工艺不是使用键合引线实现芯片和周围基板上焊盘的互连, 所以这种工艺可以实现较高的芯片/基板面积比, 因而达到较高的基板利用率。采用 Flip-Chip 工艺, 电气互连导体的长度被大大减小, 因而多芯片模块的电气性能可以显著提升。另一方面, 它能实现非常高密度的 I/O 口互连, 例如在 6.5mm×6.5mm 面积的芯片上可以实现 549 个 I/O 口焊接球。

最初的倒装芯片焊接技术采用很小的焊锡包覆铜球, 焊接球被芯片焊盘区和基板焊接区夹合在中间。当芯片和基板放置在合适的温度环境中, 芯片和基板之间通过焊球实现焊接互连。但是直径较小的焊球是很难处理和放置的, 所以成本较高。

更先进的倒装芯片焊接技术在芯片焊接区制造凸起的金属球 (通常是焊料), 这一步骤通常在芯片被划片之前就在整个晶圆片上就完成。然后, 带有金属凸球的芯片被放置在基板上, 然后采用回流焊工艺就实现了芯片和基板的焊接。由于所有芯片和基板的焊接同时进行, 所以这种工艺提高了生产效率, 同时降低了多芯片模块的生产成本。

相对于引线键合和载带自动焊接技术而言, 倒装芯片焊接技术有如下优点:

- 1) 最小的芯片到基板互连导体长度, 因而有最好的电路性能 (最小的互连引线寄生电感和电阻)。
- 2) 最高的封装密度和最高效率的基板使用率。
- 3) 更好的封装可靠性, 这是因为简化了芯片到基板的互连。

同时相对于引线键合和载带自动焊接技术而言, 倒装芯片焊接技术有如下一些不足:

- 1) 需要更专业的组装设备。
- 2) 不能对已焊接在基板上的芯片的焊点进行目测。
- 3) 芯片 I/O 区经过凸点加工后, 其应用范围受到限制。
- 4) 焊接区多余的焊剂较难去除。

5) 潜在的芯片热管理复杂性。

6) 不能在安装(焊接)芯片之前对芯片进行预测试和老化处理。

5.2.3.1 倒装焊接芯片的加工处理

一直到钝化处理之前,采用其他传统互连工艺的集成电路芯片和采用倒装焊芯片的加工处理步骤基本是一样的。集成电路芯片通常采用一层氮化硅作芯片表面钝化处理,然后对芯片进行测试和灌封。而倒装焊芯片则需要更多的处理步骤,如附加的涂敷层,背面处理和焊料球形成。

在集成电路芯片 I/O 焊盘上形成的焊料凸球由一系列金属层构成。在典型的倒装芯片工艺中,首先在 I/O 焊盘上溅射一层钛用以增加焊料凸球和芯片之间的附着力,然后通常要溅射一层铜作为过渡层。铜过渡层要被刻蚀形成一个用于支撑焊球的底座,这个底座可以有效分散焊料凸球的压力,以免邻近的碳化硅保护涂层破裂。在溅射金属层电镀一层铜作为过渡层,最后电镀上铅锡焊料层,此时芯片上形成了最终的焊料凸球,如图 2.6-27 所示。焊料凸球的高度可以控制,已经在表面上形成了焊料凸球的芯片就能采用回流焊工艺和基板焊接了。

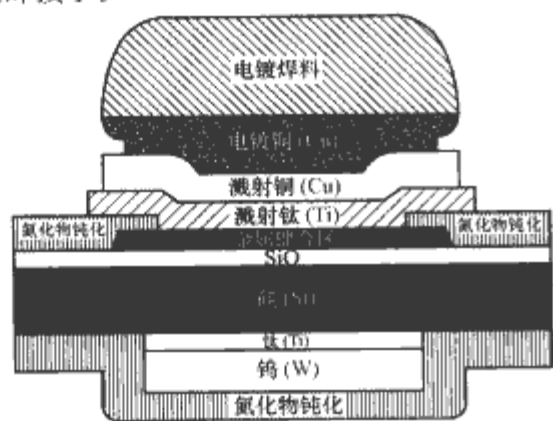


图 2.6-27 倒装芯片焊料凸球结构示意图

5.2.3.2 基板处理

对于典型的工艺而言,基板和导体层要先进行清洗,接着要在基板上对应于芯片上焊料凸球的位置刷上一层焊膏。在导体层上沉积适量的焊料膏对于成功焊接是至关重要的,在回流焊过程中,太多的焊料会导致相邻焊球之间的桥连,而焊料膏太少会导致焊点不可靠。

通常来说,焊料膏应该包含轻度活性松脂焊剂和直径为 $45\sim 75\mu\text{m}$ 之间的球状颗粒,颗粒由 10% 锡、88% 铅和 2% 银组成合金。

5.2.3.3 倒装芯片贴装

倒装芯片能采用手动和自动方法贴装在基板上。倒装芯片通常由集成电路供应商以网格晶圆封装形式提供,芯片上包含一些识别和装贴方位符号。

在采用手动方法贴装芯片的过程中,操作员采用真空笔将晶圆网格分割成单独的芯片。然后每一个芯片被放置在基板上对应的焊盘上,在基板处理过程中焊盘上被覆盖一层具有黏性的焊料膏。直到回流焊工艺之前,焊料膏将一直支撑芯片在初始放置的位置。

在自动贴装工艺中,主要采用一些“取片和放置”的工艺过程。如果芯片以网格晶圆封装形式提供,贴装设备将先切割晶圆,然后放置芯片在基板上对应的焊盘处;或者在贴装之前先将芯片传递给一个支撑架,然后统一放置芯片到基板上。

不管采用手动或是自动贴装方法,芯片焊球偏离焊盘中心的位置不能大于相邻焊盘间距的一半。在回流焊过程中,焊料表面张力的作用足够让芯片焊球排在合适的基板焊盘

位置上。

5.2.3.4 回流焊

一旦所有的芯片被放置基板焊盘上,多芯片模块就要被放置在回流焊炉中馏出焊剂残留物。然后多芯片模块要被移动通过整个红外回流焊炉,整个炉中充满惰性氮保护性气体。

根据使用设备的不同,回流焊炉中的温度分布也不相同。对于回流焊工艺来说,每个阶段峰值温度和持续时间是比较关键的因素。对于一个好的回流焊工艺而言,倒装芯片焊接点应该是表面光滑、成筒形的和有光泽的。

焊接完成后,焊接球的附着力能采用剪切力测试仪进行测试。如果每个焊接球的剪切力超过 0.8N ,那么焊接球的附着力是符合要求的。

5.2.3.5 无焊料球倒装芯片

随着微电子器件继续朝小型化发展,对倒装芯片的需求就越来越明显。因而倒装芯片加工工艺也必须有所改进,从而提高装配灵活性和贴装可靠性,同时降低生产成本。

目前正在针对这种应用研究无焊料导电聚合物粘接胶,这种新型的导电胶要能为芯片和基板提供合适的机械粘合力 and 优良的电气连接性能。

6 多芯片模块封装考虑因素

评价一个多芯片模块设计成功与否的关键是要在客户的性能要求、客户可接受的成本,以及生产商的利润之间取得一个平衡点。其中客户的性能要求包括工作性能(电性能、机械性能和传热性能)及在不同的工作条件下的可靠性。成本主要与使用的材料(塑料、陶瓷和金属)、模块的结构(外围引线或阵列焊料凸球)及模块的使用寿命(非气密性的成本较低,高可靠或完全气密性封装的成本较高)相关。

多芯片模块封装能提供一些与普通单芯片封装类似的好处:

- 1) 为电路元件提供机械支撑和环境保护。
- 2) 为各元件提供互连或绝缘。
- 3) 为芯片提供散热通道。
- 4) 为多芯片模块提供测试界面。

同时,封装也为多芯片模块带来了一些问题:

- 1) 引起信号传输的衰减。
- 2) 增加了元件的体积和高度。
- 3) 在芯片的散热通道中有可能增加了热阻。
- 4) 由于热膨胀系数不匹配,在多芯片模块中引入了机械应力。
- 5) 增加了系统成本。

所以,应该把封装带来的优点充分发挥,带来的问题减到最小。同时利用一个 MCM 封装代替多个单芯片封装,从而使封装占用更少的空间和达到更轻的重量。一个成功的 MCM 封装应该包括以下几个方面:

- 1) 保证封装所使用材料在工作过程中不超过其屈服强度和疲劳强度。
- 2) 保证在两种不同材料结合面处不会因为热膨胀系数不匹配而产生很大的应力。
- 3) 将外形尺寸和高度设计到最小,保证惯性力最小。
- 4) 设计成刚性的、粗糙的结构,保证惯性偏移量较小。
- 5) 模块设计应具有良好的可测试性和可生产性。

6.1 封装效率

封装效率通常被用来比较传统芯片封装工艺和多芯片封

装工艺。封装效率被定义成模块中所有有源芯片面积之和占整个基板比例,通常用百分数来表示

$$\text{封装效率} = \frac{\text{总裸芯片面积}}{\text{基板面积}} \times 100\%$$

图 2.6-28 给出了一些典型芯片封装技术的封装效率比较。传统裸片混合电路封装和板上直装芯片技术的封装效率一般小于 30%,然而绝大部分高密度多芯片模块互连封装技术则一般高于这个数字。因而在一定程度上而言,多芯片模块封装技术就是要朝高封装效率方向发展,例如三维封装技术就能够达到相当高的封装效率。

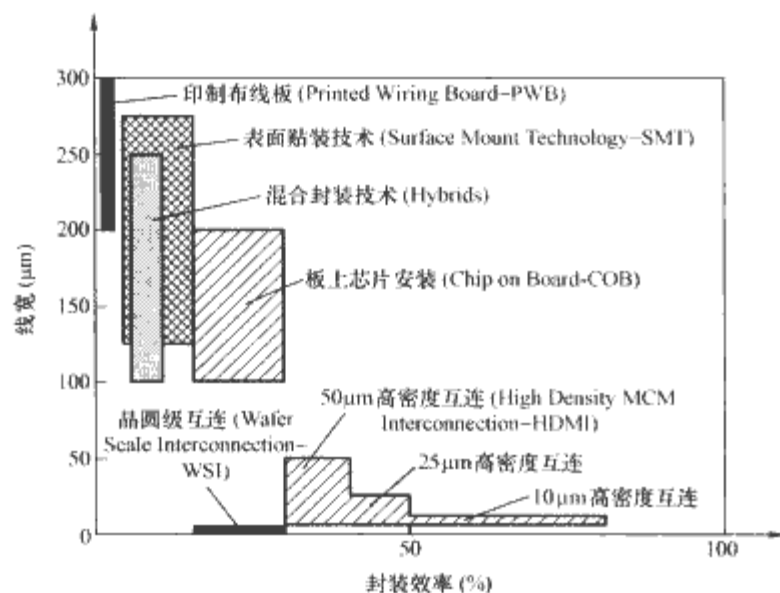


图 2.6-28 典型芯片封装技术的封装效率比较

6.2 机械设计考虑

6.2.1 热膨胀匹配应力

材料之间的热膨胀系数不匹配会导致互连基板和集成电路芯片之间的机械应力。这一问题在大尺寸基板应用场合中更为严重,此时较小的热膨胀系数不匹配会导致各部分之间较大的尺寸偏差。虽然可以通过在热膨胀系数不匹配的材料之间加入顺从性材料来降低热-机械应力,但是这一措施将会降低模块的传热性能,因为顺从性材料通常都具有较低的热导率。

因为 MCM 封装的一个基本功能是互连各集成电路 IC,而集成电路芯片通常由硅材料制成,所以通常要选择热膨胀系数和硅材料接近的封装材料。图 2.6-29 给出了 MCM 封装中常用基板材料的热膨胀系数,从图中可以看到,硅、氮化铝和碳化硅材料具有很接近的热膨胀系数,所以它们作为材料组合应用于 MCM 中时热膨胀系数是匹配的。另外一方面,如果基板材料具有较好的导热性能,那么由于温度梯度产生的机械应力也将能被降低。依据这些原则,氮化铝材料是一个很好的选择,它具有较高的热导率以及和硅材料接近的热膨胀系数,同时能方便可靠的应用在多层共烧 MCM 封

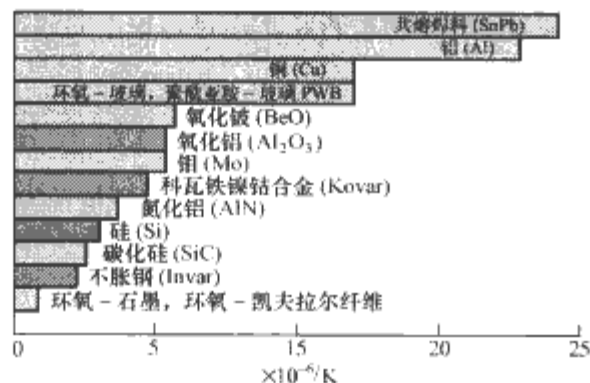


图 2.6-29 MCM 典型封装材料热膨胀系数

装结构中。

6.2.2 振动和冲击因素

对于振动和冲击而言,要遵循的一些重要原则应该包括以下几个方面:

- 1) 将封装元件按可能的最低尺寸设计以使惯性力最小。
- 2) 设计采用牢固的元件,这样使得元件的固有频率较高以及同时保持振动变形很低。
- 3) 最好将电连接和物理支撑功能分离。

MCM 具有很好的振动性能。所有固定元件和内部连接都具有 6kHz 以上的固有频率,这使得它们具有 10 年以上的寿命。封装壳体本身 also 具有很高的固有频率,对于大外形的陶瓷封装,固有频率在 1000Hz 以上,对于中等外形的封装甚至达到 4000Hz。

6.3 电性能设计考虑

较优良 MCM 的电性能应该保证互连引线导体具有合理的电阻、电容、电感和特征阻抗。

引线电阻应该尽量小,这样线路 RC 才不会对信号造成较大的延迟,大部分用于引线互连的金属材料一般都满足这个要求,但是浆料烧结制成的 I/O 有较高的电阻率和较小的截面积。

相邻引线之间的电容必须较低以避免信号之间发生串扰。根据电磁场理论的相关知识,以下一些因素会造成引线间电容的增加:较近的引线间距、较大的相对面积以及较大的层间绝缘介质介电常数。敏感信号之间的串扰可以通过在信号线之间和四周插入接地引线或者在信号线上下引入接地面来控制。另一方面,尽管信号线之间不希望有较大的耦合电容,但是电源层和接地层之间通常希望有较大的层间电容,起到旁路的作用,这样可以减小由于支路电流瞬变引起的电源引线上的电压降。在一些场合还会在芯片旁边增加单独的去耦电容以降低电源支路上的电压降。

较长的引线会产生较大的引线电感,应该按照最小的环路面积设计以减小敏感引线回路的电感。引线之间的互感会产生信号之间的串扰,这在信号频率上升到数百兆赫兹时是必须要考虑的。另一方面,电源引线上的寄生电感会引起一些严重的问题。电源引线上较高的电流变化率会产生很严重的引线电压噪声,这可能会引起一些器件的误通断。多根电源引线的并联使用可以在一定的程度上解决这个问题,这相当于多个电源引线支路并联降低了电源引线的等效电感。合理的 MCM 设计可能需要使用封装引线总数的 20%~40% 作为电源/接地引线。封装内部的电源/接地平面也可以通过磁场屏蔽或涡流效应有效降低引线自感/互感,同时可以将电磁场控制在所需要的范围之内。所以,金属封装和带金属镀覆的塑料封装具有这方面的优势。MCM 封装采用的绝缘材料最重要的电特性包括体电阻率、介电常数和击穿电压。一些常用的封装材料的特性如表 2.6-17 所示。

表 2.6-17 封装材料的电特性

材料	DC 体电阻率 ($\Omega \cdot \text{cm}$)	介电常数 (1MHz)	击穿场强 (kV/mm)
环氧模压化合物	10^{15}	4.3	18
环氧包封料	10^{15}	4.3	18
氧化铝 (Al_2O_3)	10^{16}	9.7	13
氮化铝 (AlN)	10^{14}	9.1	15
FR-4 层压板	10^{14}	4.5	16
BT 层压板	10^{14}	4.3	16
玻璃金属密封	10^{17}	12~33	14

6.4 热设计考虑

MCM 封装设计中要考虑的两个与温度有关的问题是：模块的工作温度范围以及由于元件耗散功率而引起的内部温升。

芯片在工作过程中会产生一定的功耗，这些热量必须通过封装材料有效的传递或耗散出去，以防止芯片温度超过其规定的正常工作温度，引起芯片失效。另外，电迁移、腐蚀和表面扩散过程会随着温度的增加而增加。当芯片工作温度每增加大约 10°C ，平均故障时间会减少到原来的 $1/2$ ，所以选择高热导率的材料是非常重要的。一般情况下，设计较好的 MCM 在工作时结温仅比封装外壳的温度高几度。MCM 主要有三条散热通道，如图 2.6-30 所示。

1) 从芯片到封装表面的热传导，然后从封装表面到环境的热对流，如图中 Q_1 。

2) MCM 通过封装 I/O 口到基板/电路板的热传导，电路板到环境的热交换，如图中 Q_2 。

3) MCM 通过 MCM 与电路板之间的粘合剂/填充物到电路板的热传导，如图中 Q_3 。

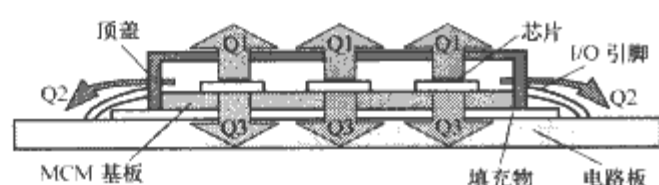


图 2.6-30 MCM 封装散热通道示意图

MCM 封装所选用的材料的允许工作温度必须和电路要求的工作温度一致。芯片通常工作在几个常用的温度范围内，例如民用 ($0\sim 70^{\circ}\text{C}$)、工业用 ($-40^{\circ}\text{C}\sim +85^{\circ}\text{C}$) 和军用 ($-55^{\circ}\text{C}\sim +125^{\circ}\text{C}$)。裸芯片的温度限制在于在极限工作温度下芯片的物理特性和电特性发生了变化，以致芯片发生失效和发生故障。而已封装芯片的温度限制是与封装材料的温度限制相关的。许多塑性封装材料在高于某一特定温度和低于该温度时热膨胀系数差别很大，这可能会导致严重的后果。例如环氧材料在温度达到或高于其转化温度时热膨胀系数会急剧上升，这可能会引起多种失效。

6.5 封装环境考虑

6.5.1 气密性

在微电子封装中，气密性定义为封装防止任何环境污染物质渗透的能力。有很多材料都可以有效地防止液态水的渗

入，但是只有玻璃、陶瓷和金属能形成有效的保护层来阻止水蒸气的渗透。环氧封装会使得水蒸气通过壳壁渗入，即使封装 1cm 壁厚的环氧，水蒸气也能很快渗入，1 年内封装内部的水汽含量就会与外界平衡。要达到 20 年的密封效果，那么环氧封装的壁厚要超过 1m ，而 0.001in 厚的金属壁很容易就能保证 20 年的气密性。

芯片表面上存在任何的水滴可能会引发许多失效机理，包括化学腐蚀、电迁移、电化学辐射和对半导体材料掺杂区的损伤。当水滴在一些易受损的表面上形成时，这种失效就更加严重。所以气密性封装的目的是通过阻止水汽进入封装腔体来防止在芯片表面形成水滴。气密性成功依赖以下两点：

- 1) 在封盖之前去除封装内部的所有水汽。
- 2) 防止外界的水汽进入封装内部。

水汽通常会来自于电子封装内部的以下几个部分：

- 1) 吸附在封装表面、元器件表面和基板表面。
- 2) 吸附在有机材料里面。环氧材料通常会吸收 $0.1\%\sim 0.4\%$ 的水分，聚酰亚胺能吸收 $1\%\sim 3\%$ 的水分。
- 3) 一些材料热降解的反应产物，一些模片固定剂在高温分解时产生大量的水汽。
- 4) 存在于封装气氛中的水汽。

因而在一个气密性微电子封装中的水汽含量可以通过以下技术减小到最小程度：

- 1) 在封盖之前进行烘烤以去除吸附或吸收的水汽。
- 2) 将烘烤气氛中的水汽含量控制到最低，通常采用干燥的氮气气氛或真空烘烤。

6.5.2 压力循环

封装腔体会承受外界不同的压力，这些压力可能是由于温度或气压变化引起的。例如，普通的金锡共晶焊料钎焊时温度大约在 327°C (600K)，钎焊完成后，封装将冷却至室温 (300K)，因为冷却后绝对温度是钎焊时的一半，根据理想气体状态方程，封装内部的压力也将是原来的一半。封装的盖板也可能会因此而下凹，必须保证盖板不碰到元器件或键合丝。解决的方法是采用正压力封装对气体状态变化引起的压强进行补偿，这样在室温时能保持正常的压力。好的封装必须保证模块在各种工作温度范围内能承受各种腔体压力。

另一类压力循环发生在器件不断重复进入高压或低压环境的场合。如油井钻和潜水设备上的电子器件必须能承受高压循环，飞机上的电子器件每次飞行必须能承受 $1\sim 15\text{lb/in}^2$ ($1\text{in}=2.54\text{cm}$) 的压力变化。仔细设计盖板形状和控制封接压力是在上述各种情况下保持气密性的关键。

第7章 宽禁带半导体电力电子器件

从晶闸管问世到 IGBT 的普遍应用, 电力电子器件近 40 年的长足发展, 其表现基本上都是器件原理和结构上的改进和创新, 在材料的使用上始终没有逾越硅的范围。无论是功率 MOS 还是 IGBT, 它们跟晶闸管和整流二极管一样都是用硅制造的器件。但是, 随着硅材料和硅工艺的日趋完善, 各种硅器件的性能逐渐趋近其理论极限, 而电力电子技术的发展却不断对电力电子器件的性能提出更高的要求, 尤其希望器件的功率和频率能够得到更高层次的兼顾。因此, 硅是不是最适合于制造电力电子器件的材料, 具备怎样一些特性的半导体材料更适合于制造电力电子器件的问题, 就在 20 世纪的最后 10 年自然而然地提到了器件工程师们的议事日程上来。

1 电力电子器件的材料优选

任何一种半导体器件, 其工作特性既决定于所用材料的性质, 也与器件的结构和制造工艺有关。但是, 结构参数和工艺参数往往也是材料参数的函数, 因此, 一般情况下较难准确估计器件特性与材料特性之间的定量关系。只有当我们能够完全用材料参数把器件特性, 特别是若干重要特性之间的制约关系表示出来, 而不涉及器件本身的任何结构参数和工艺参数时, 器件对材料的依赖关系才是明确的。这样, 也就回答了某种类型的器件究竟用何种材料来制造更为适合的问题。这就是对器件制造材料的优选。为此, 需要建立只用材料特性参数表示的器件特征函数, 并由此演绎出由材料的一个或几个基本属性参数唯一决定的所谓材料优选因子 (Figure of Merit)。利用材料优选因子, 可以定量地比较各种材料对器件某一特性或其综合特性的适合程度, 为材料优选提供了一个比较客观而严谨的标准。

下面, 首先以功率 MOS 为例, 阐述建立材料优选因子模型的基本方法, 然后概括介绍其他一些适合于电力电子器件的材料优选模型, 借以说明宽禁带半导体材料在制造电力电子器件方面的性能优势。

1.1 低频功率 MOS 的材料优选因子

功率 MOS 是最典型的单极型功率开关器件。导通时, 这些器件由于没有额外注入的少数载流子对其体电阻进行电导调制, 其通态电阻仅由器件漂移区的几何尺寸及其材料电阻率决定, 而这两个参数在大多数情况下需要根据器件的额定阻断电压来确定。阻断电压较高的器件需要具有较长的漂移区和较高的漂移区材料电阻率。但是, 加长漂移区和提高漂移区的材料电阻率都会增加器件的导通电阻, 限制器件的通流能力。不仅如此, 加长漂移区还会延长载流子在电极间的渡越时间, 降低器件的工作频率。因此, 对这一类器件, 阻断电压与工作频率和通流能力往往不能兼顾。为了不至于顾此失彼, 对选定的材料, 器件设计人员不得不在这些特性参数之间进行折中, 或者牺牲次要指标保重点指标。但是, 如果我们采用材料优选这样一个双赢的方案, 则有可能使原本相互制约的器件特性都得到极大改善。

对功率 MOS 的材料优选, 主要考虑阻断电压与功率损

耗这一对相互制约的器件特性。开关器件的功率损耗分为导通状态下的稳态功耗和开关过程中的瞬态功耗两部分, 两者在总功耗中的比重按开关频率的高低各不相同。对低频器件一般只考虑稳态功耗, 而单极型器件的稳态功耗主要决定于器件的通态电阻。

图 2.7-1 表示功率 MOS 的一个基本结构单元, 图中重点显示其通态电阻的 5 个基本构成。在这些电阻构成中, 源扩散区电阻 R_s 、沟道电阻 R_{ch} 和表面累积层电阻 R_a 主要与器件的结构尺寸有关, 其大小受加工精度的限制。其中, R_{ch} 和 R_a 的大小还与栅电压有关。这就是说, 导通电阻的这 3 个构成元素不是讨论材料优选问题时需要考虑的关键因素。图中用 R_i 表示的寄生结型场效应晶体管 (JFET) 的电阻, 其大小虽然与材料有关, 但与功率 MOSFET 的漂移区电阻 R_d 相比甚小。因此, 对器件通态电阻的讨论可以只考虑 R_d 。

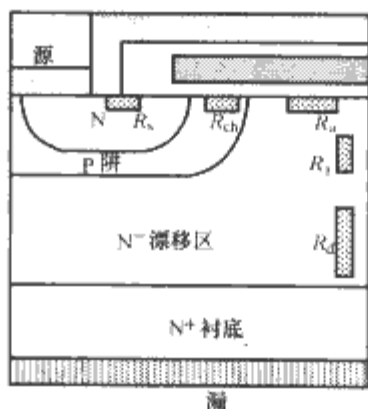


图 2.7-1 功率 MOS 的结构单元示意图

由于功率 MOS 是一种没有电导调制效应的单极型器件, R_d 主要由漂移区的几何尺寸及其材料电阻率决定, 而这是两个主要依据额定阻断电压来确定的设计参数。对同样的额定阻断电压, 制造功率 MOS 选用的材料不同, 对材料电阻率和漂移区长度的设计要求也必然不同, 器件的漂移区电阻自然就不一样大。在保证器件耐压能力不发生变化的前提下, 能够最大限度降低漂移区电阻的材料无疑是制造这种器件的优选材料。

从考虑问题的方便性出发, 一般用单位面积器件所具有的电阻, 即所谓比电阻, 来讨论功率 MOS 的漂移区电阻问题。若器件漂移区的掺杂是均匀的, 则其比电阻 R_s 根据定义可用漂移区的长度 L 及其材料电阻率 ρ 表示为

$$R_s = \rho L \quad (2.7-1)$$

由图 2.7-1 可知, 功率 MOS 在阻断状态中主要由 P 阱和 N⁻ 漂移区间的 PN 结承受外加反向电压。由于 N⁻ 漂移区比 P 阱的掺杂浓度低得多, 该 PN 结从性质上讲是一个 P⁺N 结, 其承受反向电压的空间电荷层主要在 N 型漂移区中展开。因此, 该 P⁺N 结能够承受的反向阻断电压主要由 N 区的掺杂浓度及其材料的临界雪崩击穿电场强度决定。

半导体的临界雪崩击穿电场强度一般与其禁带宽度有关, 因而在描述雪崩击穿电压 U_B (PN 结空间电荷区中的电场达到其临界雪崩击穿电场强度时的外加电压) 与材料禁带宽度 E_g 和杂质浓度 N_D 的关系时, 经常引用施敏公式

$$U_B = 60(E_g/1.1)^{1.5}(N_B/10^{16})^{0.75} \quad (\text{V}) \quad (2.7-2)$$

该式直观地反映了使用不同禁带宽度材料制造单边突变结时,雪崩击穿电压同轻掺杂侧材料杂质浓度的关系。按此关系,一个用硅制造的 P^+N 结在 N 区杂质浓度为 10^{16} cm^{-3} 时,只有 60V 雪崩击穿电压;若用禁带比硅宽一倍的磷化镓(GaP)代替硅,在 N 区杂质浓度不变的情况下,其雪崩击穿电压将达到 170V,是硅 P^+N 结的 $2\sqrt{2}$ 倍。式(2.7-2)还表明,对不变的雪崩击穿电压,采用不同材料制造功率 MOS 时,其漂移区的掺杂浓度之比等于材料禁带宽度之比的平方,即

$$N_1/N_2 = (E_{g1}/E_{g2})^2 \quad (2.7-3)$$

按此关系,当我们使用宽禁带材料制作功率 MOS 时,可以对承受反向电压的漂移区适当提高掺杂浓度而不会削弱器件的耐压能力。这无疑对降低器件的漂移区电阻、提高器件的电流传导能力有好处。

在优先考虑阻断电压而确定了功率 MOS 漂移区的掺杂浓度之后,漂移区的长度 L 就是决定器件通态比电阻大小的唯一因素。对 L 长短的考虑,主要看空间电荷区在雪崩击穿之前有无足够的扩展空间。因此,为了使通态比电阻最小,只有令 L 等于额定击穿电压下的空间电荷区宽度 W_B 。

众所周知, P^+N 单边突变结的空间电荷区宽度 W 与外加电压 U 的关系为

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s U}{qN_B}} \quad (2.7-4)$$

式中: ϵ_s 为材料的介电常数; q 为电子的电量。

由式(2.7-2)和式(2.7-4),可将发生雪崩击穿时的空间电荷区宽度 W_B 表示为

$$W_B = 7.18 \times 10^{-10} E_g^{-1} \sqrt{\frac{2\epsilon_s U_B^{\frac{2}{3}}}{q}} \quad (\text{cm}) \quad (2.7-5)$$

W_B 是在保证器件额定反向阻断电压的前提下所能选取的最短漂移区长度。取 $L=W_B$ 时,功率 MOS 的通态比电阻最小。式(2.7-5)表明,若用禁带宽度不同的半导体材料制作功率 MOS,对于相同的击穿电压,这些器件的漂移区宽度可以有所不同。利用上式,可将使用两种不同材料制造的功率 MOS 的漂移区长度最小值之比与这两种材料的禁带宽度之比的关系表示为

$$\frac{W_{B1}}{W_{B2}} = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}} \quad (2.7-6)$$

由于半导体材料之间的介电常数一般相差不大,根据上式可以近似认为,若使用两种禁带宽度不同的半导体制作功率 MOS,这两种器件的漂移区长度之比基本上与这两种材料禁带宽度的倒数比相等。

式(2.7-3)和式(2.7-6)表明,采用宽禁带半导体制造功率 MOS,既可以缩短漂移区的长度,也可以提高漂移区的掺杂浓度,而这两者都会使漂移区的比电阻降低。

按照式(2.7-2)定出额定反向击穿电压下的漂移区最高掺杂浓度,也就是确定了材料的最低电阻率 ρ_{\min} 。于是,功率 MOS 的通态比电阻最小值为

$$R_{\text{on,min}} = \rho_{\min} W_B = 8.17 U_B^{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{\epsilon_s}}{\mu E_g^{\frac{2}{3}}} \quad (\Omega \cdot \text{cm}^2) \quad (2.7-7)$$

或用相对介电常数 ϵ_r 将其重新表示为

$$R_{\text{on,min}} = 2.43 \times 10^{-6} U_B^{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{\mu E_g^{\frac{2}{3}}} \quad (\Omega \cdot \text{cm}^2) \quad (2.7-8)$$

以上两式表明,对于给定的反向阻断电压,功率 MOS

的最小通态比电阻与其使用材料的禁带宽度的 3 次方成反比,同时成反比的还有载流子的迁移率。因此,当我们有可能对制造功率 MOSFET 的半导体材料作选择时,为了使器件的稳态功耗尽可能低,应考虑选择禁带宽、迁移率高的材料。

请注意式(2.7-8)中的各项参数,除了常数和额定阻断电压 U_B ,其余的都是材料的基本特性参数。于是,令

$$F'_{\text{BL}} = \frac{\mu E_g^3}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7-9)$$

并将 F'_{BL} 称作低频功率 MOS 的材料优选因子。因为这个材料优选因子是 B. J. Baliga 及其同事针对低频 MOS 首先推导出来的,所以通常将其简称为 Baliga 低频因子。式(2.7-8)表明,用能使 F'_{BL} 取高值的材料制作场效应器件,可使器件在保持耐压水平不变的条件下,通态电阻大幅度下降。

不过,需要指出的是, F'_{BL} 的导出立足于描述雪崩击穿电压与材料禁带宽度和掺杂浓度关系的施敏公式,而施敏公式只对锗、硅、砷化镓、磷化镓等常用半导体有较高的精确度,目前尚无足够试验证据表明也能精确适合于其他各种半导体。事实上,对于像碳化硅和金刚石这样的宽禁带半导体材料,目前的试验数据与该式的预期值确有较大误差。因此,为了能够更广泛地表现各种半导体材料对低频单极型器件的适用程度,有必要换一种方式来表示。事实上,PN 结的雪崩击穿电压原本就是由材料的临界雪崩击穿电场强度和 PN 结的空间电荷区宽度决定的,直接用临界雪崩击穿电场强度来反映器件的最小通态比电阻与反向击穿电压之间的制约关系,也完全是可能的。而且,施敏公式虽然不能用来精确反映所有半导体 PN 结的雪崩击穿电压与材料禁带宽度之间的定量关系,但禁带越宽,临界雪崩击穿电场强度越高的定性关系对所有半导体还是成立的。

空间电荷区的宽度也可用外加电压及其在空间电荷区中产生的最高电场来表示。从对单边突变结的分析可知,在外加电压 U 的作用下,其宽度为 W 的空间电荷区中的峰值电场强度 E_m 的大小可表示为

$$E_m = \frac{2U}{W} \quad (2.7-10)$$

令 U_B 为 E_m 达到临界雪崩击穿电场强度 E_T 时的外加电压,即雪崩击穿电压, W_B 为相应的空间电荷区宽度,则式(2.7-10)表明,用临界雪崩击穿电场强度 E_T 不同的材料制成的器件,在相同电压下发生雪崩击穿时,其空间电荷区宽度并不相同。用这样两种材料制成的器件,在相同反向电压下的空间电荷区宽度之比与其材料的临界雪崩击穿电场强度的倒数之比相等,即

$$\frac{W_{B1}}{W_{B2}} = \frac{E_{T2}}{E_{T1}} \quad (2.7-11)$$

按此关系,为维持耐压水平不变,用临界雪崩击穿电场强度高的材料制作单极型器件,其漂移区可以设计得很短,从而漂移区电阻可以大大降低。

由式(2.7-10),可将发生雪崩击穿时的空间电荷区宽度表示为

$$W_B = 2 \frac{U_B}{E_T} \quad (2.7-12)$$

将式(2.7-12)代入式(2.7-7),则最小通态比电阻变为用临界雪崩击穿电场强度 E_T 代替禁带宽度 E_g 来表示的如下形式

$$R_{\text{on,min}} = \frac{4U_B^2}{\epsilon_0 \epsilon_r \mu E_T^3} \quad (2.7-13)$$

于是, Baliga 低频因子可用临界雪崩击穿电场强度重新

定义为

$$F_{BH} = \epsilon_r \mu E_T^3 \quad (3.7-14)$$

Baliga 低频因子虽然是根据功率 MOS 推导出来的,但也适合于其他单极型电力电子器件,比如肖特基势垒二极管、MESFET 和 JFET 等。

1.2 高频功率 MOS 的材料优选因子

在电力电子技术的应用领域,功率 MOS 主要在高频线路中使用,比如用作高频开关电源的主开关器件。由于功率 MOS 的直流输入阻抗一般都在 $10^{12} \Omega$ 左右,通过栅极维持器件于导通状态或关断状态都不需要消耗多大能量。但是,为使器件在通、断两态之间转变却不能不消耗一定能量,因为这种转变是靠极间电容的充放电来实现的。我们把这种形式的能量损耗称作开关损耗。若计入开关损耗,功率 MOS 的总功耗应表示为

$$P = I^2 \frac{R_{on}}{A} + C_{in} A U_G^2 f \quad (2.7-15)$$

式中: I 为平均电流; U_G 为栅压; f 为开关频率; A 为器件面积; R_{on} 为器件通态比电阻; C_{in} 为单位面积器件的输入电容,即输入比电容。

式(2.7-15)中第二项在 f 较小的低频状态可忽略不计,但在高频状态却可能占到很大比重,不能不计。

式(2.7-15)表明,器件面积增大虽能降低通态电阻,从而使通态损耗减小,但也会增大器件的总电容而使开关损耗增加。因此,需要求解与最小功耗相当的优化器件面积。由求解方程

$$\frac{dP}{dA} = C_{in} U_G^2 f - I^2 \frac{R_{on}}{A^2} = 0 \quad (2.7-16)$$

可知,总功耗取极小值时的器件面积为

$$A = \frac{I}{U_G} \sqrt{\frac{R_{on}}{C_{in} f}} \quad (2.7-17)$$

相应的总功耗极小值为

$$P_{min} = 2 U_G I \sqrt{R_{on} C_{in} f} \quad (2.7-18)$$

由于式(2.7-18)中只有 R_{on} 和 C_{in} 与材料参数有关,而 R_{on} 和 C_{in} 之积最小时, P_{min} 才会真正最小。因此,最小功耗与材料参数的关系可由最小通态比电阻 $R_{on,min}$ 和最小输入比电容 $C_{in,min}$ 与材料参数的关系确定。在前面的讨论中已得出最小通态比电阻由式(2.7-13)计算,而最小输入比电容可表示为

$$C_{in,min} = \frac{\epsilon_s E_T}{2 \sqrt{U_G U_B}} \quad (2.7-19)$$

因此,欲使总功耗最小,于是

$$R_{on} C_{in} = R_{on,min} C_{in,min} = \frac{2 U_B^{1.5}}{\mu E_T^2 \sqrt{U_G}} \quad (2.7-20)$$

按此结果,定义 Baliga 高频器件优选因子

$$F_{BH} = \mu E_T^3 \quad (2.7-21)$$

器件工作在频率 f 下的最小功耗可用 F_{BH} 及相关工作参数表示为

$$P_{min} = \sqrt{\frac{8 I^2 U_G^{1.5} U_B^{1.5} f}{F_{BH}}} \quad (2.7-22)$$

以上两式表明:对于选定的材料,开关器件的功耗随着开关频率的提高而增大;而对同一开关频率,使用不同材料制造的器件,其功耗可有数量级的差别。而且,工作频率越高,器件的功耗对材料的临界雪崩击穿电场和迁移率越敏感。

图 2.7-2 以材料为参变量表现器件最低功耗随工作频率的变化情况。图中可见,对于给定的栅压、雪崩击穿电压和

平均通态电流,当工作频率为 1MHz 时,用这几种材料制作的器件的最低功耗都低于 1W;但当工作频率提高到 10MHz 时,磷化镓和硅器件的最小功耗已超过 1W;而当频率再提高到 50MHz 时,只有碳化硅和金刚石器件的最小功耗仍低于 1W。而且,从曲线的趋势上看,金刚石器件在更高频率下的最小功耗也不会超过 1W。

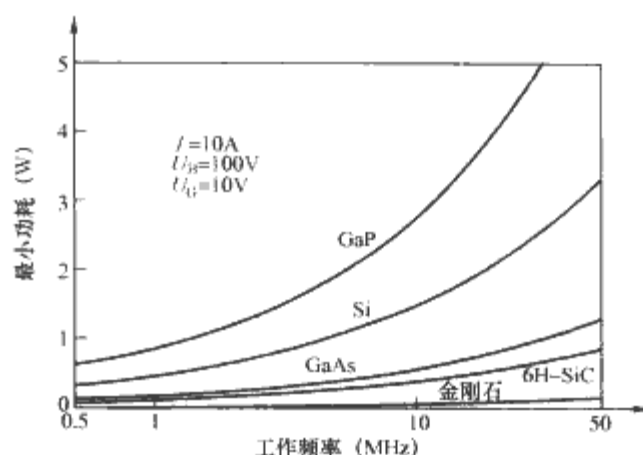


图 2.7-2 几种重要半导体材料的场效应器件最小功耗随工作频率变化的情况

1.3 适合于电力电子器件的其他材料优选因子

半导体材料种类繁多、性能各异。为了制造性能卓越的器件,材料优选问题早在 20 世纪 60 年代电力电子器件商品化后不久就引起了一些人的兴趣,先后从不同角度建立了优选材料的优选因子模型。除上述两种材料优选因子之外,最重要的还有 Johnson 因子和 Keyes 因子。

Johnson 因子是 E. O. Johnson 于 1965 年针对双极晶体管的工作频率与功率处理能力之间的制约关系,用材料的临界雪崩击穿电场强度 E_T 和载流子饱和漂移速度 v_s 建立的第一个材料优选因子。按照 Johnson 的简单模型,双极晶体管的最大集电极电流 I_m ,最高外加电压 U_m ,最高截止频率 f_T ,以及集电极电容 C_0 之间的制约关系,可用制造材料的临界雪崩击穿电场强度 E_T 和载流子饱和漂移速度 v_s 表示为

$$\frac{I_m U_m f_T}{C_0} = \frac{E_T^2 v_s^2}{2\pi} \quad (2.7-23)$$

此结果表明,在结电容不变的情况下,双极晶体管的最大电流处理能力、最大阻断电压能力和最高工作频率的乘积为一常数,其值由器件制造材料的临界雪崩击穿电压和载流子饱和漂移速度决定。对于确定的半导体材料,功率器件的开关速度与功率处理能力不能兼顾,若想通过器件结构的设计提高其最高工作频率,其电压阻断能力和电流传导能力必有一个或两个同时下降。另一方面,若器件的 C_0 可以增大,则其导通电流和阻断电压固然可以提高,但 C_0 增大必然会降低频率。根据式(2.7-23),定义 Johnson 因子为

$$F_{Johnson} = E_T v_s \quad (2.7-24)$$

Keyes 因子是 R. W. Keyes 于 1972 年提出来的。他针对双极功率开关器件的工作频率和功率耗散对结面积相反的依赖关系,首先由最高允许结温升 ΔT_m 和最大耗散功率 P_m 定出器件的最小结面积,由此决定了器件的最小电容,从而将器件开关过程中的最短延迟时间表示为

$$t_{j\lambda,min} = \frac{2\sqrt{P_m}}{\lambda \Delta T_m} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{e v_s}} \quad (2.7-25)$$

式中: λ 、 v_s 、 ϵ_r 为半导体材料的基本特性参数。

Keyes 认为,器件的开关频率主要受延迟时间的限制。因而式(2.7-25)表明,对于给定的最大功耗和允许结温升,在器件结构不变的前提下,双极器件的开关频率受到器件制

造材料的热导率、载流子饱和速度和相对介电常数的限制，并具有如下正比例关系

$$f \propto F_{\text{Keyes}} = \lambda \sqrt{\frac{v_s}{\epsilon_r}} \quad (2.7-26)$$

式中：由 λ 、 v_s 和 ϵ_r 这三个基本材料参数定义的 F_{Keyes} 即是 Keyes 因子。在这三个基本的材料属性参数中， v_s 和 ϵ_r 在不同材料之间的差别不是很大，以硅材料为基准的归一化 $(v_s/\epsilon_r)^{1/2}$ 值一般不会超过 3，超过 2 的都很少。因此，Keyes 因子实际上主要反映的是半导体材料热学性质对晶体管开关特性的限制。从以上分析不难看出，Keyes 因子实际上决定了各种半导体材料所能做出的晶体管的工作频率上限。

以 Si 的材料优选因子为 1，GaAs 等其他常用半导体和 SiC 等宽禁带半导体的上述各种材料优选因子的归一化值如表 2.7-1 所示。与这些因子相关的材料特性参数也一并列于表中。表中对氮化镓列举了两种同质异构体 (polytype) 3C-GaN 和 2H-GaN，对碳化硅则列举了三种，即 3C-SiC、4H-SiC 和 6H-SiC。前缀 3C 表示其晶体结构为立方型，即闪锌矿型，也称 β 型。前缀 2H、4H 和 6H 所表示的晶体则都属

于 α 型。其中，2H 型即纤锌矿型，属完全的六角晶系；其余各种为立方与六角的混合型。字母 H 前面的数字越大，其六角型晶体结构的比例越小。

就表中所列的这些半导体材料而言，砷化镓和磷化镓因热导率比硅低而具有比硅低的 Keyes 因子。除此之外，所有禁带比硅宽的材料的所有优选因子都比硅高。这些数据表明，就电力电子器件而言，硅材料并不是理想的材料，比较理想的是一些临界雪崩击穿电场强度、载流子饱和漂移速度和热导率都比较高的宽禁带半导体。但是，由于材料制备和加工技术发展不平衡等方面的原因，这些材料长期未能投入商业应用，从而给人们造成一种错觉，似乎电力电子器件最适合于用硅来制造。目前，随着碳化硅和氮化镓等材料的制备技术和加工工艺渐趋成熟，使用宽禁带半导体制造性能更加优越的大功率、高频率电力电子器件的研发工作已逐渐进入高潮。特别是在碳化硅肖特基势垒二极管于新世纪初投放市场，并获得效果很好的实际应用之后，人们进一步增强了大力发展宽禁带半导体电力电子器件的信心。

表 2.7-1 一些半导体材料的归一化优选因子及与其相关的材料特性参数

材料 参数	Si	GaAs	GaP	3C-GaN	2H-GaN	AlN	3C-SiC	4H-SiC	6H-SiC	金刚石
F_{th}	1	12.58	2.20	20.13	21.53	46.16	5.60	14.29	6.41	562.57
F_{th}	1	16.19	20.84	184.14	714.38	10 245	34.71	133.92	115.35	57 543
F_{BH}	1	11.19	4.87	32.92	80.67	355.56	10.67	23.70	17.54	3703.70
F_{Johnson}	1	2.67	6.07	16.67	27.50	72	8	13.33	16.00	90.00
F_{Keyes}	1	0.45	0.65	1.50	1.53	2.95	4.70	4.61	4.68	32.09
禁带宽度 $E_g(\text{eV})$	1.12	1.43	2.26	3.27	3.44	6.28	2.20	3.26	3.1	5.45
相对介电常数 ϵ_r	11.8	12.8	11.1	9.9	9.5	8.5	9.6	10	9.7	5.5
临界击穿电场 $E_r(\times 10^6 \text{V/cm})$	0.3	0.4	1.3	2.0	3.3	12	1.2	2.0	2.4	10
电子迁移率 $\mu_n[\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}]$	1350	8500	350	1000	900	300	900	720 ^a 650 ^c	370 ^a 50 ^c	4500
饱和漂移速度 $v_s(\times 10^6 \text{cm/s})$	10	20	14	25	25	18	20	20	20	27
热导率 $\lambda[\text{W}/(\text{cm} \cdot ^\circ\text{C})]$	1.5	0.5	0.8	1.3	1.3	2.8	4.5	4.5	4.5	20

注 带上角标 a 和 c 的迁移率数据分别表示沿 a 轴和 c 轴的值。

2 碳化硅电力电子器件

2.1 研发进展概述

作为一种宽禁带半导体材料，碳化硅不但击穿电场强度高、热稳定性好，还具有载流子饱和漂移速度高、热导率高等特点，可以用来制造各种耐高温的高频大功率器件，应用于硅器件难以胜任的场合，或在一般应用中实现硅器件难以达到的效果。使用碳化硅制造电力电子器件，有可能将半导体器件的极限工作温度提高到 600℃ 以上，至少可以在硅器件难以承受的高温下长时间稳定工作。不仅如此，在额定阻断电压相同的前提下，碳化硅功率开关器件不但通态比电阻很低，其工作频率一般也要比硅器件高 10 倍以上。因此，包含微波电源在内的电力电子技术有可能从碳化硅材料的实用化得到的好处，就不仅是整机性能的改善，也有整机体积的大幅度缩小，以及对工作环境的广泛适应能力。

随着直径 30mm 左右的碳化硅片在 20 世纪 90 年代初期投放市场，以及高品质 6H-SiC 和 4H-SiC 外延层生长技术紧随其后的成功应用，对各种碳化硅功率开关器件的研究和

开发，即在世界范围内蓬勃开展起来。早期工作很快证明，各种用硅制造的电力电子器件都可基本按原结构改用碳化硅来制造。尽管产量、成本及可靠性等问题一直是其商品化进程的障碍，但碳化硅器件从示范到实用的进程确已开始，碳化硅器件在电力电子技术领域替代硅器件的进程也已开始。在新世纪的元年，碳化硅肖特基势垒二极管(SBD)首先揭开了在电力电子技术领域替代硅器件的序幕，美国 Cree 公司和德国 Infineon 公司(西门子集团)率先推出耐压 600V、电流分别为 12A 和 10A 以下的系列产品。当时，一支额定电流为 4A 的 600V 碳化硅肖特基势垒二极管仅售 4 美元。这一下子将 SBD 的应用范围从 250V(砷化镓 SBD)提高到 600V。目前，市售碳化硅 SBD 的耐压已提高到 1200V，电流最高可达 20A。这种器件具有预期的反向漏电流极小，几乎没有反向恢复时间等明显优点。同时，其高温特性异常优越，当测试温度从室温一直上升到管壳所能经受的 175℃ 时，其反向漏电流几乎没有什么增加。若采用适当的管壳，其工作温度可以超过 300℃。于是，电力电子行业的一些领头公司争相在其 IGBT 变频或逆变装置中用这种器件取代硅快恢复二极管，取得提高工作频率、大幅度降低开关损耗的

明显效果,其总体效益远远超过了替换器件的价格差异造成的成本增加。目前,碳化硅 SBD 的全球市场容量估计有 400 万美元。

使用宽禁带半导体制造电力电子器件的第一优势是容易提高开关器件、特别是高频大电流器件的耐压能力。PN 结二极管是最容易显示这一优势的示范性器件。但宽禁带半导体 PN 结的结压降注定会比较高,其通态功耗就比较高。就应用的要求而言,电力电子器件除了要尽可能降低稳态和动态损耗以外,还要尽可能提高对浪涌电流的承受能力。由于浪涌电流会引起器件结温的骤然升高,通态比电阻偏高的器件,其浪涌电流承受力必然很低。由于单极功率器件的通态比电阻随其阻断电压的提高而迅速增大,硅功率 MOS 只在电压等级不超过 100V 时才有开关较大电流的能力,具有较好的性能价格比。尽管硅 IGBT 在这方面有很大改进,但其开关速度比功率 MOS 低,不能满足高频应用的需要。但是,用 6H-SiC 和 4H-SiC 制造功率 MOS,其通态比电阻可以比同等级的硅功率 MOS 分别低 100 倍和 2000 倍。这就是说,如果用碳化硅制造单极器件,在阻断电压高达 10kV 的情况下,其通态压降仍然会比硅双极器件的结压降低,而单极器件在工作频率等方面相对于双极器件有很多明显的优势。因此,对碳化硅电力电子器件的研究和开发,从一开始就比较集中于肖特基势垒二极管和 MOSFET,并首先从肖特基势垒二极管开始了碳化硅电力电子器件的商业应用。

图 2.7-3,总结了历年碳化硅 PN 结二极管与肖特基势垒二极管的阻断电压 BV 以及碳化硅场效应晶体管的品质因子 FM (定义为阻断电压的平方与器件通态比电阻之比,单位 W/cm^2)的最高水平随时间递增的情况。图中可见,这些代表着电力电子器件基本性能的特征参数自 1998 年以来,尤其是进入新世纪以来增长很快。场效应器件的研发进展尤其明显,表明其发展潜力很大。

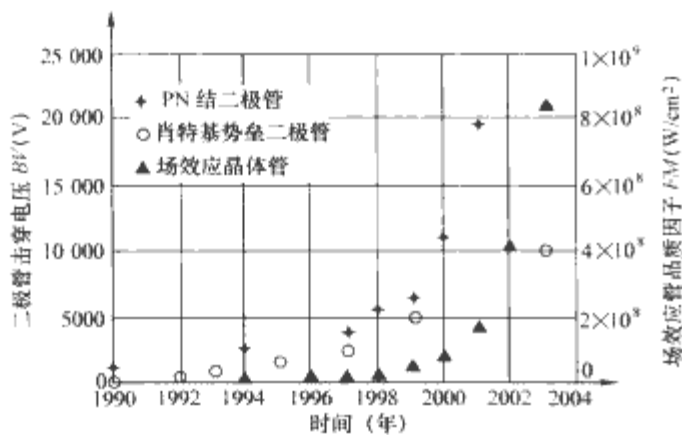


图 2.7-3 SiC 器件研发进程中二极管阻断电压与场效应器件品质因子的增长

2.2 碳化硅肖特基势垒二极管(SBD)

美国北卡州立大学功率半导体研究中心(PSRC)于 1992 年最先报道了世界上第一个 6H-SiC SBD,其阻断电压为 400V,1994 年提高到 1000V。随后,对碳化硅 SBD 的研发活动扩展到欧洲和亚洲,使用材料扩展到 4H-SiC。到 2003 年,碳化硅 SBD 的研发水平已达到高压器件阻断电压超过 10 000V,大电流器件通态电流高达 130A、同时阻断电压高达 5000V 的水平。

10 000V 高压碳化硅肖特基势垒二极管采用了 N 型高阻 115 μ m 厚外延片,其杂质浓度为 $5.6 \times 10^{14} cm^{-3}$ 。该器件的欧姆接触和肖特基势垒接触都使用镍,但对欧姆接触进行了 1000℃ 的高温退火。该器件的尺寸很小,其肖特基势垒接触

的直径只有 300 μ m;电流密度也不高,只有 48A/cm²。

130A 大电流肖特基势垒二极管采用了大面积芯片。研究者们从一块直径 1.375in 的 4H-SiC 晶片的中部取下一片 1cm 见方的无微管基片,在其上生长 15 μ m 厚、氮含量 $5 \times 10^{15} cm^{-3}$ 的外延层,然后以铂为肖特基金属制成了这个 8mm 见方的大电流肖特基势垒二极管。该器件的背电极为经过退火处理的镍,其正面肖特基接触之上还蒸镀了一层 2 μ m 厚的金膜以降低阳极电流的扩展电阻。该器件的正向压降为 3.25V;反向特性较差,电压加到 300V 时的漏电流高达 120mA。器件反向特性的好坏与芯片面积有关,减小芯片面积可以明显改善反向特性。他们从同一块 4H-SiC 晶片上另取下一片 7mm \times 7mm 的无微管基片,用同样的方法做成一个 6mm \times 6mm 的碳化硅 SBD,其阻断电压可达 600V,而相应的漏电流只有 10mA。

由于高电压下碳化硅的肖特基势垒区比硅的肖特基势垒区薄,因而反偏碳化硅 SBD 的阻断电压会受到隧穿势垒的漏电流的限制。计算表明,对一个高度为 1eV 的典型碳化硅肖特基势垒,在临近雪崩击穿时的势垒区宽度只有 3nm 左右。这正好是发生电子隧穿的典型宽度,因而隧穿电流激增。为此,需采用图 2.7-4 所示的 PN 结与肖特基势垒接触相复合的结构,才能充分发挥碳化硅临界击穿电场强度高的优势。这种复合结构被称作 JBS(Junction Barrier controlled SBD)。

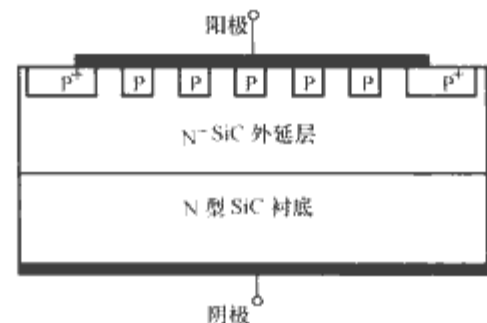


图 2.7-4 带终端设计的 JBS 结构

由于 PN 结的势垒高度与半导体的禁带宽度有关,而肖特基势垒高度只决定于金属与半导体的功函数差,因而这两种势垒的高度之差对宽禁带半导体来说可以很大。这样,当 JBS 处于正偏状态时,肖特基势垒区可因势垒低而首先进入导通状态,成为器件的主导,而 PN 结则因开启电压较高而基本不起作用;但在反偏状态,PN 结正好可以发挥其高势垒的作用,在高反压下以迅速扩展的耗尽区为肖特基势垒屏蔽强电场,从而使反向漏电流大幅度降低。JBS 与单纯肖特基势垒二极管一样,仍然是一种多数载流子器件,其反向恢复时间可降低到几个纳秒,只有硅快速二极管和碳化硅高压 PN 结二极管的 1/10。目前,耐压 3500V 左右的 JBS 的漏电流密度可低至 2mA/cm²。JBS 在有效降低反向漏电流的同时,还能改善正向特性。文献表明,兼顾正反向特性的优化设计已将试验 4H-SiC JBS 的通态比电阻缩小到只有硅 JBS 的 1/420,而理论上其值还可再降低一倍。

2.3 碳化硅场效应器件

2.3.1 功率 MOS

碳化硅功率 MOS 的开发优势是能够兼顾阻断电压和通态比电阻,而且,其结构与硅功率 MOS 没有太大区别,一般也都采用 DMOS 或 UMOS 结构,因而可以充分利用硅 MOS 的成熟技术。1994 年首次报道的碳化硅功率 MOS 耐压只有 260V,通态比电阻 18m $\Omega \cdot cm^2$ 。

1998 年,用 4H-SiC 制作的具有 UMOS 结构的碳化硅

发水平的新纪录。而用同样工艺制造的 1710V 常开型 TI-VJFET, 其通态比电阻更低, 只有 $2.77\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$, 品质因子高达 $1056\text{MW}/\text{cm}^2$ 。这些工作表明, 兼顾正反向特性的优化设计已将 4H-SiC 场效应器件的通态比电阻缩小到只有硅场效应器件理论值的 $1/230$, 而该值还是 4H-SiC 理论值的 4.5 倍, 说明其性能改进的潜力还很大。

跟砷化镓 MESFET 一样, 碳化硅 MESFET 也是微波功率器件的研发方向。由于 MESFET 为横向导电结构, 其三个电极都分布在以半绝缘碳化硅为衬底的外延层器件的表面, 因而频带很宽, 增益很高, 适用于从超高频 (UHF) 到 X 频带的连续波微波电源, 特别是功率较小的单片微波集成电源。碳化硅 MESFET 还有线性度高的特点, 且功率密度 (与单位栅长相对应的输出功率) 远高于 GaAs 一类的微波器件。决定 MESFET 工作性能的材料参数主要是击穿电场强度、电子饱和漂移速度和外延层中电子的迁移率。对 4H-SiC MESFET 而言, 频率相对较低的 S 频带器件的特征电子迁移率可达 $310\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$, 而频率较高的 X 频带器件的特征电子迁移率也可达 $280\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ 。目前, 性能最好的 S 频带 4H-SiC MESFET 的栅长只有 $0.7\mu\text{m}$, 相应的沟道掺杂浓度为 $3 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ 。对频率更高的器件, 栅长随频率提高而缩短, 沟道掺杂浓度则相应地提高。X 频带 4H-SiC MESFET 的栅长只有 $0.35\mu\text{m}$, 沟道掺杂浓度则提高到 $5 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ 。碳化硅 MESFET 常常采用 T 型栅来降低栅电容和栅电阻。目前, 碳化硅 MESFET 的最大脉冲输出功率在 S 频带已超过 100W, 而最高工作频率可达 50GHz。尽管在性能上碳化硅 MESFET 目前还不如氮化镓器件, 但其结构和制造工艺要相对简单一些, 半绝缘碳化硅衬底也比氮化镓衬底容易获得, 因而仍然是开发宽禁带半导体微波器件的人们重点关注的对象。理论计算预计其功率密度有可能在 10GHz 频率下达到 $4\text{W}/\text{mm}^2$ 。

2.3.3 SIT

与 MESFET 不同, 静电感应晶体管 (SIT) 作为另一种类型的微波场效应器件, 因其为纵向导电模式而具有电流密度高的特点, 因而在大功率微波电源, 比如微波加热电源和雷达装置中频率在 L 频带和 S 频带的脉冲电源等方面应用潜力很大。碳化硅 SIT 的阻断电压相对较低, 研发过程也相对迟缓一些。继 1998 年报道过一个工作频率 1.3GHz、脉冲输出功率 400W 的碳化硅 SIT 之后, 2002 年曾有过耐压 2000V、通态比电阻 $70\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ 的碳化硅 SIT 的报道。

2.4 碳化硅 IGBT

尽管碳化硅功率 MOS 的阻断电压可以做到硅功率 MOS 望尘莫及的 10 000V, 但更高阻断电压也会让其面临不可逾越的通态电阻问题, 就像 1000V 阻断电压对于硅功率 MOS 那样。理论计算表明, 一个耐压 20 000V 的碳化硅功率 MOS, 其 N 型外延层的厚度要超过 $172\mu\text{m}$, 相应的漂移区最小比电阻会超过 $245\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ 。为此, 人们对碳化硅 IGBT 寄予厚望。在前面的图 2.7-6 中, 我们用一条水平实线预示了碳化硅高压 IGBT 在这方面的实力。

由于电导调制效应, 碳化硅高压 IGBT 的通态比电阻远比碳化硅功率 MOS 低, 而且随着阻断电压额定值的提高变化不大。在电导调制效应充分发挥作用的情况下, IGBT 漂移区的通态压降只与载流子的双极扩散系数和双极寿命有关, 不会随着导通电流的升高而升高。图 2.7-7 所示, 为碳化硅 IGBT 与碳化硅功率 MOS 在额定阻断电压均设计为 20 000V 的理论伏安特性比较, 表现了 IGBT 十分明显的高压优势。图中还可看到,

由于碳化硅外延层中载流子的双极寿命随着温度的升高而增大, 虽然扩散系数也跟硅一样会随着温度的升高而缩小, 但双极扩散长度呈现的是一种增大的趋势, 所以碳化硅高压 IGBT 在高温工作条件下通态压降反而略有降低。这种情况在 N 沟道器件中尤其明显。这跟功率 MOS 在高温状态下正向压降大幅度升高形成鲜明对照。碳化硅 P 沟道 IGBT 因为沟道电阻较大而在相同电流密度下比 N 沟道 IGBT 通态压降高一些, 但其高低温状态下的伏安特性变化不大。从应用的角度看, 这无疑也是一种优势。由图 2.7-7 中的等功耗曲线与这几种器件的导通特性曲线的交点不难算出: 对应于相同的功耗 $300\text{W}/\text{cm}^2$, 室温下 P 沟和 N 沟 IGBT 的导通电流分别是功率 MOS 的约 1.5 倍和 1.8 倍, 而在高温 225°C 的工作条件下更是分别提高到约 2.7 倍和 3.5 倍。

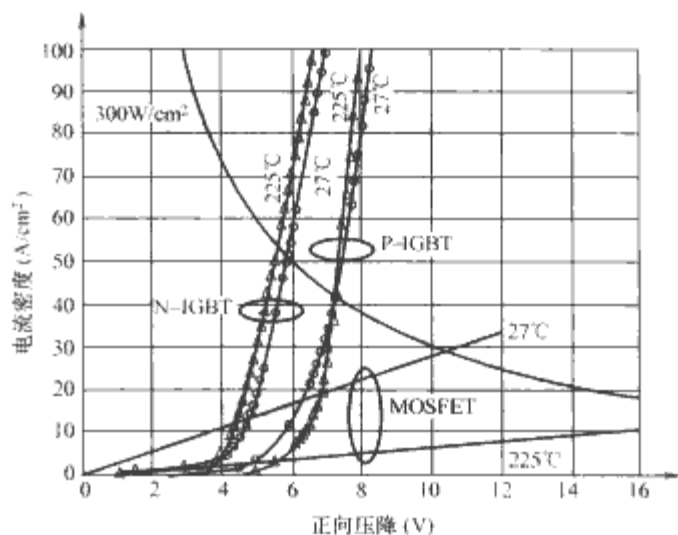


图 2.7-7 碳化硅 IGBT 和碳化硅功率 MOS 在额定阻断电压设计为 20 000V 的理论伏安特性比较

对碳化硅 IGBT 的研发工作起步较晚, 1999 年才首见报道。这是一个阻断电压仅为 790V 的 P 沟道 4H-SiC IGBT, 而且其通态压降很高, 在电流密度才 $75\text{A}/\text{cm}^2$ 时即高达 15V。这说明碳化硅 IGBT 在阻断电压不高的情况下, 相对于碳化硅功率 MOS 来说并没有什么优势。其优越性只在 10 000V 以上的高压应用中才能凸显出来。近年来, 关于碳化硅高压 IGBT 的研发工作已有较大进展。目前所遇到的主要困难是: P 沟道 IGBT 的源电极接触电阻偏高, 而 N 沟道 IGBT 又需要用 P 型碳化硅材料作衬底。遗憾的是, P 型碳化硅因受主杂质的电离能较高 (200meV) 而比具有相同杂质浓度的 N 型碳化硅的电阻率高。目前, 即便是重掺杂的 P^+ 碳化硅, 其最低比电阻 ($800\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$) 也比 MOSFET 的比电阻总值还高。因此, 碳化硅 IGBT 研发工作的实质性进展, 还有待于材料和工艺技术的进一步改善。

2.5 碳化硅双极型器件

用碳化硅可以制造阻断电压很高的双极器件, 比如高压 pin 二极管和晶闸管等。按理论计算, 设计一个反向阻断电压为 25 000V 的碳化硅 pin 二极管, 其 N⁻ 区杂质浓度只需低到 $5 \times 10^{13}\text{cm}^{-3}$, 厚度只要 0.2mm, 少子寿命只需 $20\mu\text{s}$ 。如果用硅来做一个同样的器件, 则其 N⁻ 区的杂质浓度需低达 10^{12}cm^{-3} , 厚度至少 2mm, 少子寿命还需高达 $400\mu\text{s}$ 。显然, 用硅来做耐压这样高的器件是不可能的, 而对碳化硅则不难。

2.5.1 PN 结二极管

碳化硅 PN 结二极管通常用液相外延法或气相外延法制成 $\text{P}^+\text{N}^-\text{N}$ 结构, 分平面型和台面型。大功率二极管一般

都作成台面型,以承受高反压。习惯上,人们将具有 P^+N^-N 结构的二极管称为 pin 二极管。目前常见报道的碳化硅 pin 二极管使用的材料是 6H-SiC 或 4H-SiC,也有使用硅衬底异质外延 3C-SiC 的,但反向电压承受能力最高的还是用 6H-SiC 或 4H-SiC 制造的器件。高压碳化硅 pin 二极管也要采用终端保护,一切适合于高压硅器件的终端技术原则上也都对碳化硅适用。碳化硅 pin 二极管虽在降低开关损耗方面远不如碳化硅肖特基势垒二极管,但在阻断反向电压和经受正向大电流冲击的能力方面远非肖特基势垒二极管所能企及。自 1995 年报道了耐压 4500V 的台面型 4H-SiC PN 结二极管之后,随着碳化硅材料品质的提高和各种终端保护技术的采用,碳化硅 PN 结二极管阻断电压的研发水平在世纪之交一路飙升。2000 年 5 月,美国 CREE 公司与日本关西电力公司 (KEPCO) 联合研制成功世界上第一个耐压过万伏的碳化硅 PN 结二极管,其反向阻断电压为 12 300V,正向压降在电流密度为 $100\text{A}/\text{cm}^2$ 时仅为 4.9V。到 2001 年,碳化硅 PN 结二极管的阻断电压达到接近 20 000V 的水平。这是一个采用 JTE (Junction Termination Extension) 终端技术,外延层厚度 0.2mm、杂质浓度 $8 \times 10^{13} \text{cm}^{-3}$ 的台面型 4H-SiC pin 二极管。其阻断电压高达 19 500V,相应的反向漏电流密度为 $2.7\text{mA}/\text{cm}^2$,正向电流密度为 $100\text{A}/\text{cm}^2$ 时的压降为 6.5V。这比耐压远低于该水平的硅 pin 二极管的正向压降还低。碳化硅 pin 二极管的这些实验数据已比较接近其理论预期值,表明实用器件的阻断电压主要受轻掺杂厚外延技术的限制。值得一提的是,这些高压 4H-SiC PN 结二极管的开关特性也都不错,其反向恢复时间不超过 100ns,最短的只有 28ns。当然,目前这些器件的正向电流都比较小,一般不到 1A。这主要是受材料微管缺陷密度较高,没有大面积芯片可用的限制。

从图 2.7-3 所示的发展轨迹可以看到,碳化硅 PN 结二极管的阻断电压到 2001 年之后没有新的进展。这是因为人们开始把主要精力集中于提高器件承受大电流的能力。2002 年, Sugawara 等人报道了他们刚刚研制成功的 $100\text{A}/5200\text{V}$ 大功率 4H-SiC PN 结二极管。该器件的尺寸为 $6\text{mm} \times 6\text{mm}$,在 300°C 和 100A 正向电流下的压降为 4.2V。这在当时无疑是电流承受能力最强的碳化硅器件。

2.5.2 双极晶体管

随着硅功率 MOS 和 IGBT 的推广应用,硅大功率双极晶体管 (BJT) 已逐渐淡出电力电子技术的应用舞台。但是碳化硅器件研发热潮的掀起,也引起了一些研究者对开发碳化硅 BJT 的兴趣,因为 BJT 毕竟不像 MOSFET 那样会遇到氧化层品质严重影响器件特性的问题。同时,碳化硅 BJT 因为碳化硅的临界雪崩击穿电场是硅的 7~8 倍而不会有硅 BJT 那样严峻的二次击穿问题。众所周知,BJT 发生二次击穿时的临界电流密度正比于其集电区的掺杂浓度,而对非穿通设计 BJT 而言,其集电区杂质浓度正比于材料临界雪崩击穿电场强度的平方。这就是说,碳化硅 BJT 的二次击穿临界电流密度比硅 BJT 高数十倍,二次击穿对碳化硅 BJT 不是一个影响其应用的严重问题。此外,碳化硅的临界雪崩击穿电场高,也使碳化硅 BJT 在相同的阻断电压下比硅 BJT 的基区和集电区都窄。基区变窄可提高 BJT 的电流放大倍数 (β),集电区变窄则可使开关速度提高。

碳化硅 BJT 与碳化硅 MOSFET 相比,其令人感兴趣的地方,是避免了许多与栅氧化物有关的麻烦,例如,强电场下氧化物的击穿问题、界面态问题、沟道迁移率过低的问题,以及因为栅氧化物的热稳定性不够高而难以在 250°C 以

上的高温下工作的问题等。此外,碳化硅 BJT 的制造要比碳化硅 MOSFET 容易得多,因而制造成本要相对低一些。从工作性能上看,碳化硅 BJT 因为具有电导调制效应和不需要借助反型层形成导电沟道而比碳化硅 MOSFET 的导通电阻低。碳化硅 BJT 唯一不如碳化硅 MOSFET 的地方,在于它是一种电流控制型的开关器件,其开通状态需要较大的基极电流来维持。这样,碳化硅 BJT 的驱动电路要比碳化硅 MOSFET 的驱动电路复杂得多,驱动电路上的功耗也相当高。同时,由于基极电流要流过压降高达 3V 左右的发射结,器件上相应的功耗也相当高。

开发碳化硅 BJT 的早期工作主要使用 6H-SiC 和 3C-SiC 材料,近几年来则倾向于使用 4H-SiC。这主要是因为 3C-SiC 的衬底问题还未能很好解决,而 6H-SiC 和 4H-SiC 的大尺寸晶体生长技术发展很快,但 6H-SiC 的电子迁移率没有 4H-SiC 的高。开发碳化硅 BJT 的主要问题是提高电流增益。早期 6H-SiC BJT 的电流增益只有 10 左右,这主要受基区载流子复合的限制。而缩短基区以适应短寿命载流子输运要求的办法,又会使基区横向电阻增高。比较有希望的解决办法是采用禁带更宽的材料来做发射极,即采用 HBT 结构来提高少数载流子的注入效率,并保持基区的低电阻。由于碳化硅原本就有多种禁带宽度不同的同质异构体,异质结的实现应不困难。例如可用液相外延法在 3C-SiC 上外延 6H-SiC,或在 6H-SiC 上外延 4H-SiC 作宽禁带发射极。2001 年,阻断电压高达 1800V 的 4H-SiC BJT 的电流增益已可达到 20,但其面积很小,只有 0.014cm^2 ,因而集电极电流只有 2.5A,相应的集射极电压却高达 2V。2002 年报道的一个 4H-SiC BJT 的阻断电压提高到 3200V,但电流增益下降到 15。2003 年,美国普度大学的 Cooper 小组以 N^+ 型 4H-SiC 作衬底,基区、发射区和集电区全部用外延法生长 (厚度分别为 $1\mu\text{m}$ 、 $1\mu\text{m}$ 和 $20\mu\text{m}$),将共射极电流增益提高到 55。不过,这些高增益 BJT 的电压都不够高。

采用达林顿结构可以获得更高的电流增益。2002 年,美国 RPI 的周达成小组发表了共射极电流增益高达 80 的 4H-SiC 单片达林顿晶体管。这种器件采用外延基区和离子注入发射区,比基区和发射区都采用外延工艺的方法更容易提高电流增益。2003 年,他们把这种器件的电流增益进一步提高到 450。

碳化硅 BJT 的电流增益随着工作温度的升高而下降,而通态电阻随着温度的升高而升高。这一特点使其很适合于并联应用。

2.5.3 晶闸管和 GTO

晶闸管在兼顾开关频率、功率处置能力和高温特性方面最能发挥碳化硅的材料特长。与碳化硅功率 MOS 相比,在阻断电压超过 3000V 的时候,碳化硅晶闸管的通态电流密度要高几个数量级,因而特别适合于交流开关方面的应用。对于直流开关方面的应用,则是碳化硅 GTO 的优势所在。

首次用碳化硅制作晶闸管的报道发表于 1994 年。该工作用 N^+ 型 6H-SiC 做衬底,分别设计了 N 型长基区和 P 型长基区两种结构,长基区都用外延法生长。限于当时的材料水平,N 型长基区 (宽 $6.5\mu\text{m}$ 、掺杂浓度 $2.7 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$) 器件只能承受 98V 正向阻断电压,而 P 型长基区 (宽 $8\mu\text{m}$ 、掺杂浓度 $1.8 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$) 器件却能承受 600V 正向阻断电压。第一个用 4H-SiC 制作晶闸管的报道由 Cree 公司与普度大学的联合研究组发表于 1995 年,其阻断电压也是 600V。1996 年,该研究组把阻断电压提高到 700V,正向电流 6A,压降 3.7V。此后,对碳化硅普通晶闸管的报道开始减少,研发活动开始向 GTO 集中。

1997年首次报道的碳化硅GTO用4H-SiC制成,其阻断电压为700V,正向电流只有0.35A,而压降高达4.8V。2000年,Fedison等人报道了阻断电压高达3100V,50℃下关断增益仍高达41的4H-SiC GTO。2001年,Ryu等人使用2mm见方的较大面积4H-SiC芯片制成了正向电流12A(300A/cm²),阻断电压3100V的非对称型GTO,是当时功率处理能力最强的碳化硅单片器件。

2.5.4 GCT (SiCGT)

门极换流自关断晶闸管(GCT)兼有GTO和IGBT的特长,尤其在高电压设计条件下,相对于IGBT而言,仍能保持GTO的低压降和低开通损耗优势。因此,碳化硅GCT(SiCGT)的开发也引起一些人的兴趣。图2.7-8是一个典型SiCGT的剖面结构图。借助于门极下面的N⁺掩埋层,SiCGT大大缩短了关断过程中的载流子储存时间,提高了工作频率。日本Sugawara 2003年报导的一组SiCGT试验芯片,大小均为1mm×1mm,阻断电压分别为6200V、8100V和12500V,在正向电流密度为100A/cm²时的压降分别是4.2V、5.4V和6.6V。这表明SiCGT在阻断电压和正向压降之间有很高的兼顾能力。最近,Cree公司和日本关西电力公司联合研制了一种4500V/100A SiCGT,其芯片为缺陷密度很低的8mm×8mm的4H-SiC。这种器件的关断时间和开通时间都不到2μs,其开关速度是具有相同电压/电流等级的硅GTO的10倍。在实际应用中,硅GTO一般都需要配置缓冲电路加以保护,而SiCGT则完全用不着。

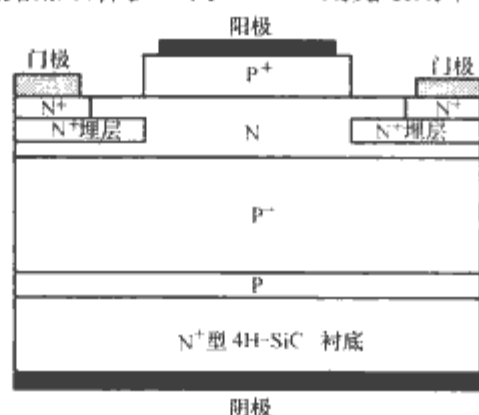


图 2.7-8 典型 SiCGT 剖面示意图

2.6 碳化硅功率模块

由于碳化硅在晶体生长过程中形成微管缺陷的问题至今尚未很好解决,制造大电流碳化硅分立器件所需要的大尺寸晶片较难得到。因此,功率模块成为人们为满足大电流应用的需要而关注的对象。碳化硅模块的构成有的完全用碳化硅芯片,也有的采用硅芯片和碳化硅芯片混装的方式,例如用硅IGBT和碳化硅肖特基势垒二极管混装。

Sugawara等人在2003年的ISTSP会议上报道了一种用压接封装方式制作的全碳化硅大功率模块。这种模块由一个碳化硅续流二极管芯片和4个碳化硅静电感应载流子注入型JFET(SIJFET)芯片,按照续流二极管居中、4个SIJFET分别居其上下左右的方式组合而成。SIJFET芯片为6mm×6mm,其结构与前述5000V、69mΩ·cm² SEJFET相同;不同之处仅在于栅压的大小以及由于栅压不同而产生的不同输出特性。使用时,施加在SIJFET上的栅压高于其隐埋栅PN结的自建电动势,而施加在SEJFET上的栅压须低于其隐埋栅PN结的自建电动势。因此,SIJFET具有类似于双极器件的工作特性,而SEJFET具有类似于单极器件的工作特性。由于表面钝化方面的原因,他们封装在模块里的SIJFET芯片只有1700V左右的阻断电压,与设计值5000V相

差甚远。芯片的通态比电阻在 $U_{IS}=2V$, $I_G=0.6A$ 测试条件下的实测值为66.7mΩ·cm²。在 $U_{IS}=5V$, $I_G=1A$ 的测试条件下,其输出电流实测值为13A。这些SIJFET芯片的共射极电流增益对集电极电流十分敏感,其最大电流增益超过4800,但在集电极电流为10A时下降到只有220。SIJFET具有跟SEJFET同样优良的开关特性,其关断时间不到具有相似正反向特性的硅双极晶体管的1/50。组成模块之后,阻断电压进一步下降到1600V,在 $U_{IS}=5V$, $I_G=4A$ 测试条件下的输出电流实测值为37A,在 $U_{IS}=2V$, $I_G=4A$ 测试条件下的通态比电阻实测值为88mΩ·cm²。该模块的开关特性很好,其开通时间和关断时间分别为360ns和109ns,与具有相似正反向特性的硅PNP双极晶体管相比,其关断时间只有它的1/30。由于SIJFET模块不仅电流增益大,而且开关速度快,因而很适合于低功耗电力变换器的应用。2002年,Sugawara等人还报道过用5个碳化硅PN结二极管芯片按类似于上述的方法构成的3000V/600A大功率模块,所用二极管芯片的尺寸也是6mm×6mm。

Sugawara等人还曾用一个面积为4.2mm×3.8mm的碳化硅GCT和一个3.6mm×3.6mm的碳化硅续流二极管组装成一个可关断电流为100A、关断增益小于1的4500V高压模块。该模块中使用的GCT没有门极N⁺掩埋层,因而其开关速度还不够快。其开通过程中的延迟时间和上升时间分别是140ns和130ns,关断过程中的存储时间和下降时间分别是340ns和210ns。如果采用带N⁺掩埋层的碳化硅GCT,其存储时间预计会缩短2/3。

Chang等人在2003年的ISPSD会议上报道了一种用碳化硅MOS增强型JFET与碳化硅肖特基势垒续流二极管组装的逆变器模块。这种模块的额定电压为600V,额定电流分5A、10A、25A几种,适用于1~10马力的电动机控制,而其体积只有额定值相同的硅模块的一半。

德国西门子的Friedrichs等人在2003年的ISPSD会议上报道了一种高压碳化硅堆的做法。他们用3个耐压3000V和一个耐压1500V的碳化硅纵向JFET串联构成一个耐压8000V、通态电阻2Ω的高压碳化硅堆,其导通状态用一个串联低压硅功率MOS来控制。

最近,Cree公司和日本关西电力公司合作,用一个4500V/100A SiCGT和一个6mm×6mm的碳化硅pin二极管组成一种耐高温模块。他们在这种模块中使用了一种被称作“KA100”的耐高温纳米树脂作为绝缘介质,将工作温度提高到300℃,远高于硅功率模块的额定工作温度125℃。他们用6个这样的模块做了一个频率2kHz、输出功率110kVA的三相PWM逆变器。

3 其他宽禁带半导体电力电子器件

受材料制备与加工技术的限制,目前已成功进入电力电子器件研发领域的宽禁带半导体,除碳化硅外,主要是氮化镓和以氮化镓为基的三元系合金(III-N合金),例如铝镓氮(Al_xGa_{1-x}N)等。

对制造电力电子器件而言,氮化镓的突出优点,在于它结合了碳化硅的高击穿电场特性和砷化镓、锗硅合金和磷化铟等材料在制造高频器件方面的特征优势,其材料优选因子普遍比碳化硅高,对进一步改善电力电子器件的工作性能,特别是提高工作频率,具有很大的潜力和应用前景。

开发氮化镓器件的主要方向是微波功率器件。微波器件的功率特性经常以器件每单位栅极宽度所对应的输出功率来表示和进行比较。微波晶体管的源-漏电流靠栅极来控制。

为提高输出功率和工作频率,其栅极要尽可能宽而短。栅极宽(垂直于电流方向的尺寸)可允许通过更大的电流,提高输出功率;栅极短(沿电流方向的尺寸)则可缩短电子在器件中的渡越时间,提高工作频率。2004年,康奈尔大学和加州大学的氮化镓功率器件研究小组同时研制出10GHz频率下功率密度达到或超过10W/mm的GaN晶体管。与之相比,其他材料相差甚远。众所周知,普通硅管只能有效放大最高2~3GHz频率的信号。碳化硅微波器件有可能在功率密度上接近GaN的这个水平,但相应的工作频率不超过3.5GHz,或者频率能达到10GHz,但功率密度不到GaN的一半。砷化镓微波晶体管的频率可以达到10GHz的,但相应的功率密度不到1W/mm。SiGe/Si异质结微波晶体管的频率可以更高,但跟砷化镓一样无法实现较高的功率密度。

开关器件的工作频率通常依赖于两个因素,即电子的迁移率和饱和漂移速度。氮化镓外延层的电子饱和漂移速度比砷化镓高,约 2.5×10^7 cm/s,但电子迁移率比砷化镓低。不过,这只是暂时的,随着薄膜生长和衬底制备技术的不断改善,GaN电子迁移率近几年来一直在提升,跟砷化镓1980年代的情况有点类似。

衬底是开发氮化镓器件的主要问题。由于目前还不能制备氮化镓体单晶,作为半导体照明工程主流产品的GaN LED也是用生长在晶格失配率不高的其他晶体材料衬底上的外延膜制成的。可以用作GaN衬底的晶体材料有硅、碳化硅和蓝宝石等。在这些衬底材料中,碳化硅与氮化镓匹配得更好一些,两者的晶格失配仅有3.3%,而蓝宝石和氮化镓的晶格失配高达14.8%。此外,碳化硅的导热性比氮化镓和其他两种衬底材料都高,对改善大功率器件的温度特性也大有好处。但是,碳化硅晶体的生长,如前所述,本身也还存在着很多问题。GaN器件的价格目前居高不下的一个主要原因就是碳化硅衬底的成本。现在能够为制造GaN器件提供的碳化硅衬底的直径是50mm。Cree公司目前正准备推出直径75mm和100mm的碳化硅衬底片。碳化硅衬底直径的扩大可以使更多的半导体工厂能够利用标准的硅工艺设备来加工GaN器件,因此有助于降低成本。

目前正在向实用化迈进的GaN射频功率器件是以半绝缘碳化硅为衬底的Ga_{0.5}N_{0.5}/AlGa_{0.5}N_{0.5}异质结高电子迁移率晶体管,简称GaN HEMT。尽管这种器件的制造目前还远不如碳化硅MESFET成熟,但其器件性能远非碳化硅MESFET可比。

除微波功率器件之外,用GaN开发其他电力电子器件的工作也时有报道,耐压600V的GaN肖特基势垒二极管也已由Velox公司首先推入市场。

4 问题与展望

宽禁带半导体的卓越性能和碳化硅、氮化镓电力电子器

件初步表现出来的优良特性及其更大的潜在优势,激励着人们对之抱有不减的热情和希望,对宽禁带半导体电力电子器件的研究与开发因此而蓬勃开展,逐渐深入,进展也越来越快。对电力电子技术而言,使用宽禁带半导体并不仅仅在于提高了器件的耐压能力,更重要的还在于能够大幅度地降低器件及其辅助电路的功率消耗,从而使电力电子技术的节能优势得以更加充分的发挥。宽禁带半导体与硅在电力电子技术领域展开竞争的另一优势是能够兼顾器件的功率和频率,以及耐高温。这些正好都是电力电子技术的进一步发展对器件提出的基本要求,而硅和砷化镓在这些方面都有很大的局限性。

不过,实现宽禁带半导体电力电子器件的全面应用和市场化还会有一段艰苦的历程。目前所面临的困难并不仅限于晶体材料的制备和加工,器件制造技术本身也存在很多问题。其中,碳化硅器件工艺中亟待解决的主要问题就有:

(1) 用离子注入法掺入的P型杂质难以完全激活。

(2) 在P型碳化硅表面难以制作低阻欧姆电极。

(3) 对碳化硅MOS器件,氧化层固定电荷与界面电荷的密度难以降低。这个问题在P型碳化硅中尤其严重,在P型碳化硅表面生长的SiO₂品质很差。

(4) 制造碳化硅UMOS需要采用反应离子刻蚀工艺在碳化硅表面刻槽,而高能离子在刻槽的同时也在槽壁表面造成很多缺陷,使载流子的表面散射加剧,因而碳化硅功率MOS的沟道电子迁移率相当低。同时,槽壁粗糙还会引起栅压降低和栅极漏电流过大的问题。

除此之外,价格昂贵而尺寸又小的碳化硅晶片中还存在大量难以消除的螺旋位错和微管缺陷,这些缺陷常常是碳化硅功率器件击穿电压远远低于预期值的直接原因。当然,稍大面积无缺陷晶片的稀缺,更是直接限制着大电流器件的研制。

为使更多类型的宽禁带半导体电力电子器件走向实用化,3C-SiC和GaN等体材料制备技术的开发仍是亟待解决的问题。

当然,加速宽禁带电力电子器件的实用化进程也需要从器件结构上下工夫。目前的宽禁带半导体器件基本上没有脱离硅器件设计思想的窠臼。如何根据宽禁带半导体的材料特点,扬长避短设计其独特的器件结构,还有待于器件开发工作的进一步深入。

宽禁带半导体电力电子器件的诞生和长足发展是电力电子技术在世纪之交的一次革命性进展。人们期待着宽禁带半导体电力电子器件在成品率、可靠性和价格等方面的较大改善而进入全面推广应用的阶段。不久的将来,性能优越的各种宽禁带半导体电力电子器件会逐渐成为电力电子技术的主流器件,从而极有可能引发电力电子技术的一场新的革命。

第8章 电力电子技术的相关电子器件

1 太阳电池

人类对其体外能的利用,主要有三种途径:①燃烧柴草之类的生物资源;②燃烧煤炭、石油、天然气之类的矿物资源;③直接或通过转换利用水能、风能、地热能和太阳能等自然能。随着社会的进步,直接燃烧生物资源的获能方式正逐渐被摒弃,因为它严重破坏地球的生态平衡。矿物资源的不可再生性,注定会使第二种途径的比重越来越小。据测21世纪中叶世界人口将增至89亿,相应的能源需求将是目前的3倍。从战略的角度看,至少其增量部分须主要通过第三种途径来解决。在各种自然能中,太阳的光能和热能具有相对永恒和普及的特征,是开发和利用的战略重点。特别是太阳光发电(亦称光伏-Photovoltaic发电),它在太阳热能发电、风力发电、潮汐发电、地热发电等各种利用自然能发电的方式中具有许多无可比拟的优点。所以当世界上第一块实用硅太阳电池与第一座原子能发电站同时于1954年在美国诞生时,硅太阳电池理所当然地受到人们的赞赏,并很快在航天技术中发挥了无与伦比的作用。到能源危机和环境保护的问题备受关注之时,光伏发电首先成为各发达国家能源计划的战略目标。虽然光伏发电的成本目前还很高,但2005年全球太阳电池的产量还是达到了200MW、总装机容量100万kW的水平。随着成本的降低(光伏界人士认为到2010年光伏发电的成本有可能降低到可与常规能源竞争的水平),光伏发电必有惊人的发展。

1.1 太阳能常识

太阳是一个由炽热气体组成的球体,其巨大的热能和光能是由发生在球心的 $H \rightarrow He$ 核聚变产生的。每秒钟转变为He的H有 $6 \times 10^{11} \text{ kg}$ 之多,净质量损失约 $4 \times 10^3 \text{ kg}$,而太阳的总质量为 $2 \times 10^{30} \text{ kg}$,因此不必担心它是否消耗殆尽。按照爱因斯坦质能方程 $E=mc^2$,太阳的质量损失每分钟转变为 $4 \times 10^{20} \text{ J}$ 能量。因而其中心附近的温度估计可高达2000万 $^{\circ}\text{C}$ 。但是,发自太阳深层的强大辐射基本上已被其近表面的负氢离子层吸收。太阳表面的温度大约只有6000K。因此,太阳光谱基本上与温度为6000K的黑体辐射谱相似,如图2.8-1所示。图中,虚线表示按普朗克黑体辐射定律预言的6000K黑体的辐射谱,而标注AM0和AM1.5的两条实线是分别在大气层外和地面测得的太阳光谱。图中可见,太阳辐射分布在从紫外到近红外的波段,可见光比例较大。据估计,这种辐射能相当稳定地输出100亿年以上。

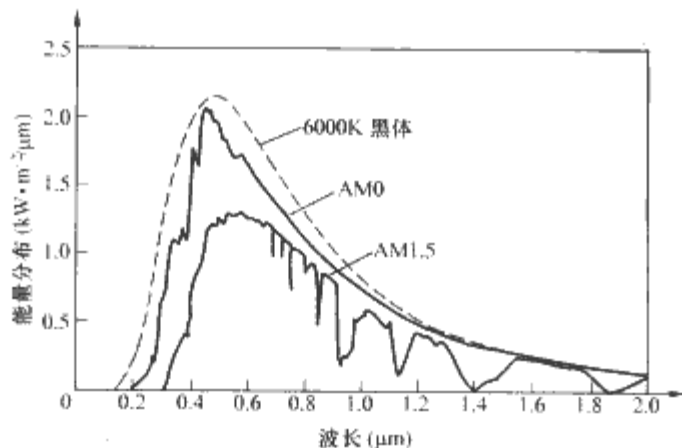


图2.8-1 6000K黑体辐射谱和大气层内(AM1.5)外(AM0)太阳光谱

在大气层外地球至太阳的平均间距处,垂直于阳光入射方向的单位面积物体表面所承受的辐照功率基本上是个常数,通常称为太阳常数,或称为AM0辐照。目前普遍认可的这个常数值是 1353 W/m^2 。这个数值是利用安装在气球、高空飞行器和宇宙飞船上的测量设备取得的数据,再经加权平均后确定的。在图2.8-1中可见,AM0辐射谱与黑体辐射谱在长波范围几乎没有什么差别,只在短波范围有明显差别。这个差别主要是由太阳大气层对太阳辐射的选择吸收造成的。

阳光穿越地球大气层后,进一步损失大约30%的能量。造成这一损失的主要原因是:

(1) 大气分子的散射。这种散射基本上没有选择性,但对短波光的散射还是要强些。

(2) 大气中的悬浮物及尘埃微粒的散射。

(3) 大气分子的吸收,特别是氧、臭氧、水蒸气和 CO_2 等分子的吸收。臭氧吸收在紫外线波段,水蒸气吸收在红外线波段。

在图2.8-1中标注AM1.5的谱线上可以明显看出这三种损耗的影响。特别在长波范围内,各种气体分子的吸收峰或吸收带十分明显。

标注AM是大气质量(air mass)的简称,用来反映大气层对阳光损耗的强弱。在不同的时间和气象条件下,阳光到达地面时的损耗程度会有很大差别。AM之后的数字 n 即代表各种损耗程度。对晴朗天气,阳光穿越地球大气层的长度,或入射角 θ ,是确定地球表面接受入射阳光功率大小的主要参数。显然,“烈日当头”时的穿越长度最短。因而 n 被确定为阳光以任意角 θ 入射地球时对大气层的穿越长度与 $\theta=0^{\circ}$ 时的最短长度之比。显然, $n=1/\cos\theta$ 。因此,“烈日当头”时的大气质量为1,记作AM1;而“夕阳西下”,例如 $\theta=60^{\circ}$ 时的大气质量则为2,记作AM2。在地球大气层外,由于未受地球大气层的影响,因而大气质量为零,记作AM0。在平地上测量高度为 h 的标杆在阳光下的阴影长度 s ,则 $n=(1+s/h)^{1/2}$ 。

为了避免太阳电池特性参数测试的地域误差,方便于对各地生产和测试的太阳电池进行有意义的比较,有必要建立统一的地面测试标准。目前普遍使用的地面阳光光谱就是图2.8-1中的实线AM1.5($\theta=45^{\circ}$),其总功率密度容量为 844 W/m^2 。与AM1和AM2相对应的入射功率密度分别是 925 W/m^2 和 691 W/m^2 。不过,在光伏工程中作为测试用的标准光源,其总功率密度容量通常定为 1 kW/m^2 。

通常所说的阳光是指的直射光。但是,即使是晴天,漫射光仍可能在一块水平地面的全天总辐照接受量中占到10%~20%。天气越不好,漫射光的比例越大。晴间阴天气

的漫射光比例可能会超过 50%。这样，地球上某些气候欠佳地区，不仅全天总辐照接受量少，而且漫射光在其总辐照接受量中所占比例甚高。漫射光的光谱与直射光的光谱不同，其短波部分的光子密度较高，但具体的光谱形状还与太阳的位置有关。这样，在利用水平表面的记录数据来计算倾斜表面的辐照大小时，自然有一定的不确定性。

图 2.8-2 是世界各地九月份的日平均日照总量（含直射光和漫射光）分布图。一个地区的有效日照总量不仅决定于

它的地理位置（经纬度），还与那里的气候类型、基本植被，以及局部地理特征有关。从图 2.8-2 可以看到，我国中西部的大部分地区具有较丰富的日照资源，是开发和利用太阳能的理想环境。

图 2.8-2 中，标注于等日照线旁的数字表示该地区水平地面的日平均日照总量，其单位为 L. (Langley), 1L.=0.116kWh/m²。九月份的日照分布基本上可以代表全年的平均日照分布。

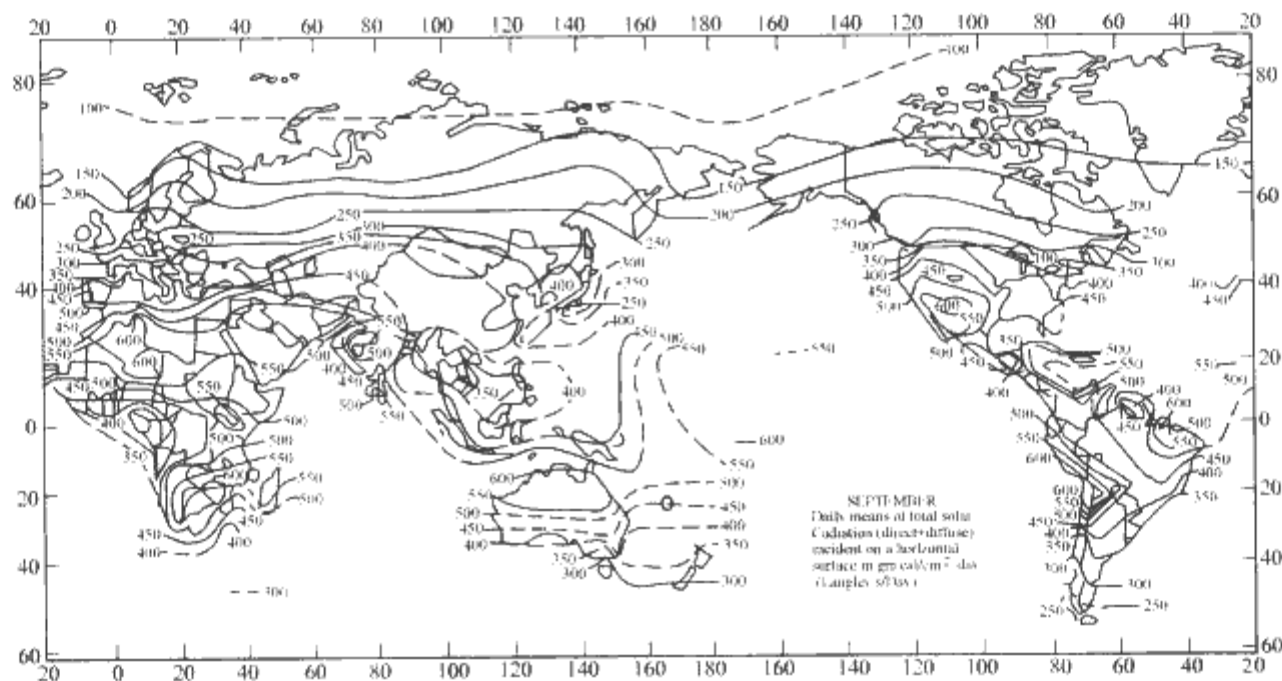


图 2.8-2 世界各地九月份的日平均日照总量分布图

1.2 太阳电池原理

在开发和利用太阳能时，太阳电池被认为是最好的换能元件，因为用它可以高效率地直接将太阳能转换为电能，且服役期长，还不对环境产生任何污染。

世界上第一个太阳电池是 Chapin、Fuller 和 Pearson 于 1954 年利用硅扩散 P-N 结技术首先研制成功的，其转换效率为 6%。现在，单晶硅太阳电池在非集中光照下的转换效率已超过 20%，采用会聚阳光的集中光照方式还可使转换效率大幅度提高。不仅是硅，凡禁带宽度 E_g 小于高强度光线的光子能量 $E=1.24/\lambda$ (λ 为波长，以 μm 为单位，能量以 eV 为单位) 的半导体，大多数也都可以用来制造太阳电池。比如紧随硅电池之后问世 CdS 电池， Cu_2S 电池，以及为降低成本而大力开发的多晶硅、非晶硅和铜铟硒薄膜太阳电池等。这些材料的一个共同特点，是其 PN 结或肖特基势垒结在阳光下具有明显的光生伏特效应。

1.2.1 光生伏特效应

当一个理想的同质 PN 结接受均匀光照的时候，能量 $h\omega$ 等于或大于光隙 E_g 的光子将在其中均匀地产生额外电子—空穴对。在 PN 结空间电荷区及其附近的那些电子—空穴对，将迅即被 PN 结内建电场分开，并分别扫向 N 区和 P 区。同时，P 层内部的光生电子和 N 层内部的光生空穴，受浓度差的驱使，则将同时从两边向空间电荷区扩散，然后也被结电场分别扫向 N 区和 P 区。如果该 PN 结这时处于开路状态，则上述过程将逐渐使 N 区富余电子处于低电位，使 P 区富余空穴处于高电位。如此累积起来的电位差产生的电场与 PN 结内建电场的方向相反，因而将削弱并最终阻止光生载流子的继续迁移。稳定时，该电位差有一个确定的大小，被称为开路电压，通常用 U_{oc} 表示。如果将这个 PN 结两边的欧姆接触用一根导线短接，上述的光生载流子迁移

过程则将通过外接导线继续进行下去，从而在回路中形成电流，如图 2.8-3 (a) 所示。稳定时，该电流亦有一定大小，称为短路电流，通常用 I_{sc} （或对电流密度用 J_{sc} ）表示。此电流与该 PN 结处于暗状态时的反向偏置电流相同。这时，若对该 PN 结外加一可变的正向电压，向它注入正向电流，以抵消因光照而产生的电流 I_{sc} ，如图 2.8-3 (b) 所示，那么，当回路中净电流为零时的正向偏置电压的大小，显然就等于开路电压 U_{oc} 。

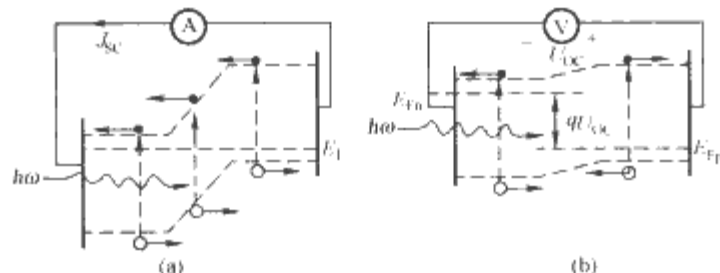


图 2.8-3 光照下的 PN 结能带图

(a) 短路状态；(b) 外加正偏压使光电流清零的状态

1.2.2 电流方程

建立光照下 PN 结的电流方程，可以对光生伏特效应进行定量描述。对最简单的情形，即考虑杂质在 P 区和 N 区都是均匀分布的突变结，并假定光生电子—空穴对的产生率处处相等。实际情况中，这意味着辐照光子的能量恰好等于或略高于电池材料的禁带宽度 E_g 。这种光在电池中的穿透深度较大，在电池不太厚的各层中的吸收基本均匀。求解这种情况下的 PN 结在外加电压 U 作用下的电流，与求解暗状态下 J - U 关系的方法相似，但须在其扩散方程中增加一个常数项，即辐照在单位时间单位体积中产生的额外载流子数目，也即产生率 G 。因此，对 P、N 两区中的少数载流子，其扩散方程分别为

$$D_n \frac{d^2 \Delta n}{dx^2} = \frac{\Delta n}{\tau_n} - G \tag{2.8-1}$$

$$D_p \frac{d^2 \Delta p}{dx^2} = \frac{\Delta p}{\tau_p} - G \quad (2.8-2)$$

式中: τ_n 、 τ_p 、 D_n 、 D_p 分别是电子和空穴的寿命与扩散系数。

由这两个方程的适合于特定边界条件的解,可分别得到空穴和电子扩散电流密度 J_p 和 J_n 。忽略空间电荷区中复合过程对扩散电流的影响,但须计入其中的产生电流密度 $J_G = qGW$ 对总电流密度的贡献。这里, W 是空间电荷区的宽度。于是,光照下 PN 结太阳电池的总电流密度

$$J = J_p + J_n + J_G = J_0 \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] - J_L \quad (2.8-3)$$

式中: J_0 和 J_L 分别为 PN 结暗状态时的反向饱和电流密度和光照时的短路电流密度 ($U=0$ 时 $J=J_L$, 也即 J_{sc})。其表达式分别为

$$J_0 = q \left(\frac{D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{D_n n_{p0}}{L_n} \right) \quad (2.8-4)$$

$$J_L = qG[L_n + L_p + W] \quad (2.8-5)$$

式中: L_p 和 L_n 分别为空穴和电子的扩散长度。

式 (2.8-5) 清楚表明,在上述理想情况下,太阳电池的光电流等于空间电荷区及其两侧各一个少子扩散长度范围内的全部光生载流子的贡献。通常将此区域称作有源集电区。

1.3 太阳电池的特征参数

式 (2.8-3) 即是 PN 结在光照下的伏安特性表达式,其函数图形示于图 2.8-4。图中虚线是暗状态,即 $J_L=0$ 时的伏安曲线。图中实线所示的太阳电池伏安特性只须用三个参数即可完整地表示其基本特征。它们是开路电压 U_{oc} 、短路电流密度 J_{sc} 和填充因子 FF 。 U_{oc} 和 J_{sc} 的物理意义已在前面指出,其数学表达式则可从式 (2.8-3) 导出。其中, J_{sc} 即 J_L , 已用式 (2.8-4) 表示。 U_{oc} 则可由 $J=0$ 得出

$$U_{oc} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{J_L}{J_0} + 1 \right) \quad (2.8-6)$$

图 2.8-4 中实线的第四象限部分也代表太阳电池的输出特性。设其上一点 Q 定义了电池的最大输出功率,其对应的负载电压和负载电流分别为 U_M 和 J_M , 则填充因子 FF 定义为

$$FF = \frac{U_M J_M}{U_{oc} J_{sc}} \quad (2.8-7)$$

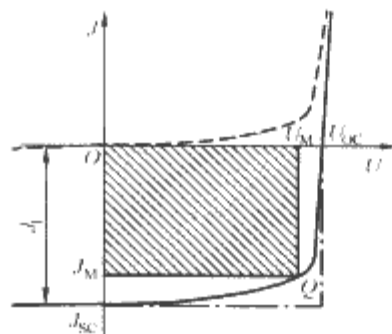


图 2.8-4 理想 PN 结在暗状态 (虚线) 和光照态 (实线) 下的伏安特性曲线

电池的 FF 越大,其输出功率越大。形象地看, FF 是图 2.8-4 中由 Q 点确定的阴影面积对由 U_{oc} 和 J_{sc} 确定的矩形区域的填充比。对于不变的 U_{oc} 和 J_{sc} , 输出特性曲线的形状不同,阴影区的面积就会不同。显然,输出特性曲线越趋近于矩形, FF 的值也就越大,输出功率也就越大。因此, FF

实际是比 U_{oc} 和 J_{sc} 还重要的一个特征参数。

实际太阳电池的 FF 一般在 0.7~0.85 左右。

1.4 太阳电池的效率

太阳电池的能量转换效率 η 定义为最大输出功率 P_M 与

确定的测试条件所定义的辐照功率 P_{in} 之比。利用 FF , 其定义式可以写成

$$\eta = \frac{U_{oc} J_{sc} FF}{P_{in}} \quad (2.8-8)$$

该式表明,为了提高太阳电池的转换效率,其三个特征参数都要尽可能大。

FF 的大小直接与 PN 结的伏安特性有关,凡使 PN 结伏安特性偏离理想方程的因素都会使 FF 降低。首先是空间电荷区里载流子的产生与复合。PN 结正向导通时,空间电荷区里的载流子复合引起的复合电流使 PN 结正向电流偏离理想状态,使式 (2.8-3) 中的指数 $\exp(qU/kT)$ 变为 $\exp(qU/nkT)$, 因子 $n>1$ 。这样,由式 (2.8-6) 和式 (2.8-7) 不难看出,这将使 FF 变小,成为 FF/n 。空间电荷区里的载流子产生引起的产生电流使 PN 结反向电流失去饱和性,严重时使反向特性变“软”,作为太阳电池的输出特性曲线也就不会像图 2.8-4 所示的那样“方”, FF 也会变小。

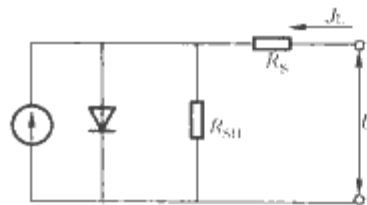


图 2.8-5 太阳电池的等效电路

太阳电池的等效电路如图 2.8-5 所示,跟任何一个 PN 结一样,它也有一个寄生串连电阻 R_s 和一个寄生旁路电阻 R_{sh} 。串连电阻 R_s 主要由电池构成材料,

比如半导体、金属接触和互联线等的体电阻产生,金属接触与半导体之间的接触电阻也不可忽略。旁路电阻 R_{sh} 主要由电池周边跨越 PN 结的漏电通道和结区的晶格缺陷与杂质沉积等引起。为了保持较大的 FF , 要尽可能减小 R_s , 同时增大 R_{sh} 。

R_s 和 R_{sh} 一般对 U_{oc} 和 J_{sc} 没有明显影响,但 R_s 如果太大,还是会引起短路电流降低;而 R_{sh} 如果太小,则会使开路电压下降。

以上分析表明,太阳电池的结构设计和制造工艺对 FF 的大小起决定作用。相比之下, U_{oc} 和 J_{sc} 则主要决定于制造太阳电池所用的半导体材料。特别是材料的禁带宽度 E_g , 它决定着这两个电池参数的上限。

估计 J_{sc} 的高限比较容易。太阳光谱中,光子能量数倍于常用电池材料 E_g 的射线密度不高,一个高能光子产生两对以上电子空穴对的情况,即原生高能电子一空穴对通过碰撞电离再产生一对电子一空穴的情况,对太阳电池来说发生的几率很低。因此,每射入一个能量大于 E_g 的光子,外电路中也就最多增加一个电子输运电荷。对量子效率和收集效率都等于 1 的理想情况,最大短路电流密度

$$J_{max} = qF \quad (2.8-9)$$

式中: F 为阳光中能量大于 E_g 的光子的流密度。若以 $f(\lambda)$ 表示某种辐照条件下阳光光子流密度按波长的分布,则对确定的电池材料

$$F = \int_{\lambda_0}^{\lambda_m} f(\lambda) d\lambda \quad (2.8-10)$$

式中: 积分限 λ_0 和 λ_m 分别为阳光的短波限和材料的长波吸收限。在 AM0 和 AM1.5 辐照条件下的 $f(\lambda)$ 可由图 2.8-1 中相应的能量分布曲线算出,与之相应的 J_{max} 随 E_g 的变化则可按以上两式得出,具有 J_{max} 随 E_g 加宽而单调下降的特点,如图 2.8-6 所示。

计算开路电压的上限,首先需要计算 PN 结反向饱和电流密度 J_0 的下限。这将由式 (2.8-4) 中的几个半导体参数来确定。这些参数中,取决于材料的是热平衡少数载流子浓

度 p_{n0} 和 n_{p0} 。由于 p_{n0} 和 n_{p0} 皆与本征载流子浓度 n_i 的平方成正比, 而 n_i^2 随 E_g 的增加而指数下降。根据式 (2.8-4), J_0 的下限 J_{0L} 与 E_g 的关系可表示为

$$J_{0L} = 1.5 \times 10^5 \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \quad (\text{A/cm}^2) \quad (2.8-11)$$

这表明用窄禁带材料做的电池 U_{oc} 较低。这一趋势与图 2.8-6 所示的 J_{sc} 上限变化趋势正好相反。因此, 对太阳能电池材料的选择有一个 E_g 优选的问题。

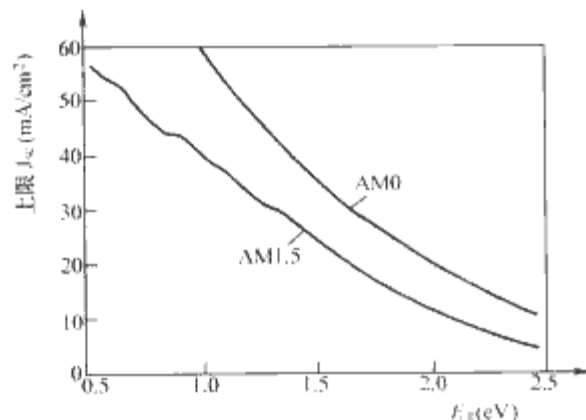


图 2.8-6 短路电流密度上限随材料 E_g 的变化

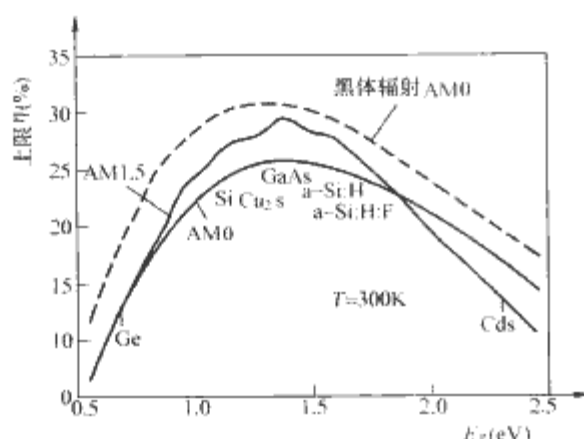


图 2.8-7 太阳能电池转换效率上限值与电池材料禁带宽度的关系曲线

图 2.8-7 是太阳能电池转换效率上限值与电池材料禁带宽度的关系曲线。图中标出了几种理想材料的极限效率。不过, 对 $a\text{-Si:H}$ 等非晶材料, 由于没有考虑它们在少子寿命和扩散长度等方面的劣势, 估计值明显偏高。图中虚线是针对所谓“黑体”电池绘出的极限效率曲线。黑体电池就是能够吸收一切光波的电池, 其极限效率显然要比有长波吸收限的普通电池高。“黑体”电池并不是一个纯概念, 它可以利用 E_g 不同的材料制造叠层薄膜电池来实现。叠层电池一般由 2~3 个薄膜电池从内向外按 E_g 从窄到宽的顺序串叠而成, 外边的电池吸收穿透力弱的短波光, 里边的电池吸收外层电池未能吸收的长波光, 从而使太阳光谱得到充分利用。

1.5 太阳能电池的分类

太阳能电池分薄片和薄膜两种。薄片电池中最典型的是单晶硅电池, 薄膜电池中最典型的是非晶硅 ($a\text{-Si:H}$) 电池。薄膜电池的半导体材料用量只有薄片电池的 $1/10 \sim 1/100$, 且工艺较简单, 因而成本低; 但薄膜材料, 特别是非晶薄膜的性能不如体单晶, 且因为薄而对光的吸收也不够充分, 因而效率不够高。薄片电池也按薄片的来源分两种。一种是跟集成电路一样由单晶硅切取的薄片; 一种是直接从熔体生长薄片, 然后截成薄片。前者材料利用率低, 工艺复杂, 因而成本高, 但晶体品质最好, 电池转换效率最高; 后者成本较低, 但晶体品质不如晶锭好, 电池转换效率相对较低。

硅仍然是制造太阳电池的主要材料, 硅的有些材料制备工艺就是专门为制造太阳电池而开发的, 例如多晶硅锭的浇铸工艺和单晶硅带的各种制备方法等。薄片电池除使用单晶硅和多晶硅外, 也有用 GaAs 的。从光谱响应的角度看, GaAs 是最合适的太阳电池材料 (见图 2.8-7)。但 GaAs 中表面复合对光生载流子的衰减比硅中严重得多, 且材料成本高, 因而实际应用较少。薄膜电池使用的材料种类较多, 除非晶硅外, 还有 CdTe、CuInSe₂ 以及 Cu₂S/CdS 等硫系材料。

1.6 太阳电池的基本制造工艺

制造半导体 PN 结太阳电池主要包括材料制备、单片电池制造和电池板组装三大步骤。前两步因使用材料不同而各不相同。但不管使用哪种材料, 单片电池的基本制造工艺主要包括:

- (1) 形成 PN 结 (对薄片电池一般用扩散法或离子注入法, 对薄膜电池一般在薄膜制备过程中用原位掺杂法)。
- (2) 制作背电极。
- (3) 制作表面电极。
- (4) 在电池的受光表面镀复减反射膜, 或作其他增透处理。这一步对表面反射率较高的电池材料, 例如硅, 尤其重要。

表面电极设计和制作工艺直接影响到太阳电池对光的吸收。在这个问题上还要同时考虑电极的横向电阻问题。薄膜电池因其使用材料的电阻率较高而大多采用透明导电材料 (例如 ITO-掺锡 SnO_2) 做表面电极。这种电极材料一般还有减发射作用。但透明电极并非绝对透明, 对入射光仍有 5%~10% 左右的损耗。因而薄片电池一般用丝网印制法制作网格状表面电极。为了尽可能降低表面电极的横向电阻, 同时不牺牲太多的受光面积, 人们绞尽脑汁设计了各种各样的表面电极, 如图 2.8-8 所示。图 2.8-8 (a) 是专为集中光照电池设计的, 其余为普通电池。

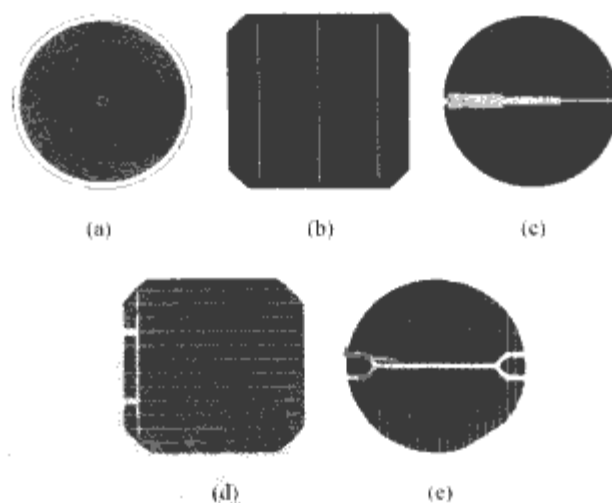


图 2.8-8 单晶硅太阳电池的各种表面电极形式

1.7 光伏系统

最简单的太阳电池发电系统是直接向负载提供直流电的系统, 其基本构成如图 2.8-9 所示。除电池组合板与蓄电池之外, 作为一个独立系统的基本组成, 还应包含一个限压器和一个反向阻断二极管。限压器的作用是防止过量充电损坏蓄电池, 阻断二极管的作用则是防止蓄电池在晚间向太阳电池倒电。

一个光伏系统的串并联电池数, 要根据蓄电池的额定电压和容量来确定。一个电池组合应该达到的输出电压, 必须高于蓄电池的额定电压。在确定到底应该高出多少的时候,

下面一些因素应予考虑:

(1) 充电电压随蓄电池的性质而定, 12V 铅蓄电池的充电电压须高于 14V。

(2) 考虑到阻断二极管的存在, 应再加上该二极管的正向电压。

(3) 电池的运行温度一般会高于测试温度, 而温度升高时, 开路电压总会下降。因而组合电池系统的设计电压还应加上其最高运行温度下的电压衰减量。

一个光伏系统对蓄电池充电的电流大小基本上与阳光的强弱成正比。但尘埃淀积等自然因素会使充电电流减小。在少雨多尘地区, 这个问题尤其严重, 因而需要定期进行人工清洗。

图 2.8-9 中正接于电池与蓄电池之间的阻断二极管, 对系统有消耗太阳电池输出功率的负作用。为了减少功率消耗, 宜采用正向压降较低的二极管, 如肖特基势垒二极管或锗二极管。

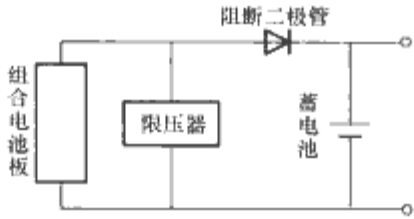


图 2.8-9 最简单的太阳电池发电系统

小型太阳电池发电系统可采用线性分流限压电路来保护蓄电池。对于充电电流较大的大型系统, 则适合于采用让部分电池短路或开路的限压方式来避免对蓄电池的过量充电。若仍使用线性分流电路, 则大电流有可能使其分流电阻过热, 造成限压器的失灵。图 2.8-10 是一种适用于太阳能电池发电系统的晶闸管控制开路型限压方式的工作原理图。使用这种限压方式时, 要将全部电池板分成若干组 (图中分成三组), 每组用一个晶闸管来控制。由脉冲发生器产生的触发脉冲, 根据蓄电池电压传感器作出的选择来决定每个晶闸管的工作状态, 从而使相应的电池组退出或进入充电回路。以第一组电池为例, 当蓄电池电压达到一定水平、需要其退出充电回路时, 电压传感器让触发脉冲进入晶体管 V1, 用该晶体管的集电极电流将晶闸管 VT1 关断, 该组电池即处于开路状态。当蓄电池电压低于一定水平、需要加大充电电流时, 触发脉冲则被送到晶体管 V4 的基极, 而 V4 的集电极电流即是 VT1 的控制极电流, VT1 被彼此电流触发而重新导通, 该组电池又进入充电回路。导通状态下的 VT1 仅仅起一个反向阻断二极管的作用。当然, 必要时也可有更多组电池退出充电回路。

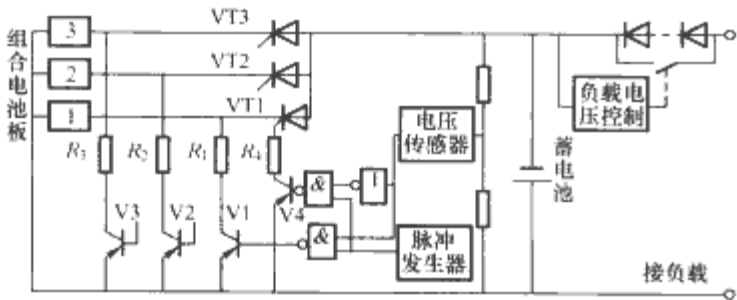


图 2.8-10 一种适用于太阳能电池发电系统的晶闸管控制开路型限压方式的工作原理

高效逆变器技术的发展, 为太阳电池发电系统扩大了应用领域。利用逆变器可以将太阳电池产生的直流电变成交流电并网, 或根据用户需要变成任意频率、任意峰值电压的交流电。由于 50Hz 和 60Hz 都不是最佳用电频率, 而适当提

高用电频率有利于减小电器的体积, 改善电器的性能和用电效率, 达到省能省材的目的, 因而交流系统的设计不一定墨守市电频率的限制。因此, 太阳电池作为一种最直接的直流电源将反过来推动最佳用电频率技术的发展。

1.8 光伏技术的现状与前景

光伏技术的水平和状态主要用光电能量转换效率和生产成本、特别是光伏电的生产成本来衡量。太阳电池的转换效率跟电池材料, 包括材料的制备方式有关。表 2.8-1 列举了当前一些可以规模生产的太阳电池及其组合板在标准非集中光照下的转换效率。这些数据来自美国能源部, 代表着 2005 年之前的世界先进水平。

表 2.8-1 典型太阳电池的转换效率 (%)

	电池类型及材料	电池	组合电池板
薄片电池	区熔单晶硅	24—25	21—23
	直拉单晶硅	22—24	15—18
	浇注单晶硅	18—20	14—15
	EFG 硅带	14—15	11—13
	膜形硅带	15—17	14
	网线硅带	14—15	12
薄膜电池	非晶硅	12—13	7—8
	CdTe	15—16	8—9
	CuInSe ₂	18—19	10—12

成本是限制太阳电池推广使用的主要障碍, 因而光伏技术的开发主要是降低成本的问题。与此相关的领域包括: 开发新材料, 改进材料和电池的生产工艺, 提高电池的转换效率和长期可靠性等。太阳电池的生产成本随着生产能力的提高而下降。按照美国能源部对其光伏制造技术工程 (Photovoltaic Manufacturing Technology Project, PVMaT) 的 12 个参加单位的统计, 其电池组合板的总生产能力在 1992 年为 13.6MW, 1999 年为 99.3MW, 2005 年达到 865MW, 相应的加权平均成本在 1992 年为每峰瓦 4.23 美元, 1999 年为 2.73 美元, 2005 年降低到 1.16 美元。这些数据表明, 进入新世纪后, 光伏产业加快了发展步伐。

我国有着丰富的太阳能自然资源, 年日照量在 2200 小时以上的地区约占我国国土总面积的 2/3 以上, 而且大部分是人口密度低、集中供电成本较高、最需要利用光伏发电的西部地区。这些地区以及其他边远山区目前还有大约 6000 万人口亟待解决照明、通信、文化娱乐及生产用电问题。因而光伏市场前景十分广阔。

近年来, 太阳电池的应用在我国西部地区发展很快。国家电力总公司在西藏无水电资源地区先后建设了十座光伏电站, 解决了 7 个无电县的工业和生活用电问题, 使 1.2 万余人从中受惠。而过去这些县大多用柴油机发电, 各县财政每年要花数十万元购买柴油。另外, 西藏还有许多道班、学校、边防哨所、气象站和广播电视微波中继站等也开始使用光伏发电。青海也在其电网难以覆盖, 也缺乏水电资源的地区建成了 10 个光伏电站, 另有 6 万多个无电散居户利用便携式小功率光伏系统解决了家庭生活的用电问题。新疆首先在亚欧光缆、南北疆光缆等工程的无电必经之地, 安装了 100 多座无人值守的光伏发电系统。新疆新能源股份有限公司还在海拔 5100 多米的青藏铁路格拉段 (青海格尔木至西藏拉萨) 自主研发建设了 9 座太阳能辅助供电系统, 总容量 129.6kVA。该系统在正常情况下可通过逆变器将太阳电池

的直流输出转化为交流输出,灌送到市电网;但当时网停电时则由该系统很方便地对通信和信号系统等负荷进行应急供电。

近年来我国太阳能电池的产量和市场销售量分别以年均15%和20%的速度增长,未来3~5年内全国太阳能电池生产总量有可能增至15~20MW。为此目标,云南半导体器件厂、宁波太阳能电池厂等老牌太阳能电池企业正在积极进行技术改造;河北保定、广东深圳以及天津等地正在筹建年生产能力达3~5MW的多晶硅或非晶硅太阳能电池生产工厂。

2 高亮度 LED

LED是发光二极管(Light Emitting Diode)的简称,其基本工作原理立足于半导体的电致发光效应。早在1907年,英国电子工程师朗德(H.J. Round)在意大利马可尼(Marconi)公司工作期间,就发现了碳化硅(SiC)的电致发光现象。40余年后,用碳化硅制造的世界第一支蓝光LED问世,但亮度很低,不能实用。LED的商业应用始于上世纪60年代后期,是以磷化镓(GaP)为基础材料的红光LED,只能用于显示,且发光效率也不高。可用于照明的高亮度白光LED诞生于1997年。从发现半导体的电致发光到实现半导体照明,经历了几乎整整一个世纪。这种器件的核心部分是以SiC为衬底的氮化镓(GaN)LED,但其白光并非GaN LED所发,而是GaN LED所发射的蓝光和近紫外光激发荧光粉的结果。高亮度的彩色LED仍被用作指示灯,当然还有手机等电子屏幕的背景照明等。

从应用角度,LED产业的发展历程可以分为三个阶段:①指示应用阶段;②信号、显示应用阶段;③通用照明应用阶段。目前,LED的指示应用已十分成熟;作为信号、显示等方面的应用还需要进一步发展;作为照明应用,则处于发展很快的起步阶段。五、六年前,单管LED的亮度只能照亮跟前的物品。现在,功率型白光LED的发光效率早已大大超过白炽灯的15 lm/W,正向荧光灯的80 lm/W逼近,高亮度LED在我们身边几乎随处可见。马路上,除了固定不动的交通指示灯,车辆的照明、警示灯具也开始半导体LED化。据说目前欧洲80%以上的汽车采用了LED作为警示灯和照明灯。尤其在高位刹车灯的应用上,由于半导体LED比白炽灯反应速度快,可为后车司机多提供0.3s的反应时间。除此之外,节能、环保和长寿更是半导体LED相对于传统白炽灯的三大优势。半导体LED的寿命是白炽灯的100倍。它是有名的冷光源,不依赖灯丝的发热来发光,因而能量转换效率非常高,其能耗在理论上可以只有白炽灯的1/10~1/12,相比普通荧光灯也要节能1/2。

LED的先天优势使其跟太阳能电池成为“天作之合”。使用太阳能电池为半导体LED灯具供电,可使供电系统大为简化,降低供电系统的制造成本及其本身的能耗各40%左右,并使可靠性大大提高。现在,无人值守路口的交通信号灯、机场跑道指示灯,以及高档住宅和度假村的庭院灯等正逐渐换代为由高亮度LED加太阳能电池构成的全半导体照明、指示系统。

美国能源部预测,到2010年,美国55%的白炽灯和荧光灯将被半导体灯取而代之,每年节电350亿美元;同时,全球将形成500亿美元的半导体照明庞大产业。因此,在2000年启动了为期10年的“半导体照明国家研究计划”,预算资金5亿美元,由13个国家重点实验室、公司和大学承担。

日本因为是GaN蓝光LED的发源地,早在1998年就

率先开始开发半导体照明,在1998~2002期间开展了“21世纪光计划”,耗资50亿日元,期望从2006年开始用半导体灯取代传统灯具。

欧盟于2000年7月启动了“彩虹计划”,推广白光LED的应用,由6家大公司和2所大学负责执行。

韩国与2002年推行“氮化镓半导体开发计划”,由政府投入一亿美元,在2004~2008的5年内,重点支持提高LED发光效率的研究。

2004年7月,我国科技部、信息产业部等6部委和14个地方政府共同实施国家半导体照明工程,首批50个项目正式启动,并确定上海、大连、厦门和南昌(第二年又增补深圳)为国家首批半导体照明产业化基地。2008年的北京奥运会和2010年的上海世博会将大量采用半导体照明。

据电力专家估计,2010年我国发电总量可达27 000亿kWh,其中3000亿kWh为照明用电。如果届时全国1/3照明设备已用半导体灯代替,则一年节省的电力就相当于三峡与葛洲坝电站的总产力。

开始于1880年的爱迪生时代将在一霸天下130年后让位于半导体时代。

2.1 LED 原理

跟任何一个电子系统中处于激发态的电子向基态跃迁时会以光辐射的形式释放出能量一样,半导体PN结中的非平衡态电子和空穴复合时也会伴随着发射光子。因为这些非平衡态载流子是用注入方法在PN结中产生的,半导体这种应用最广的发光现象就叫作注入式电致发光,这样的PN结二极管就叫LED。显然,LED的电致发光是光伏效应的逆过程。

注入式电致发光的先决条件是PN结必须处于额外电子一空穴对密度足够高的非平衡状态,这个条件可以通过对PN结施加正向偏置电压来实现。如图2.8-11所示,在正向偏压的作用下,PN结内建电场减弱,势垒降低。N区电子通过扩散运动注入P区,P区空穴也同时通过扩散注入N区。这就是普通PN结导通时的正向电流。这些进入P区的电子和进入N区的空穴都是非平衡状态下的额外载流子。这些额外载流子一边扩散一边复合,如果以发射光子的形式释放能量,发射的光子在穿透PN结之前又没有被材料吸收,我们就会实实在在地观察到发光。这里所说的观察,包括使用探测器。如果复合时电子和空穴的能级间隔超出肉眼

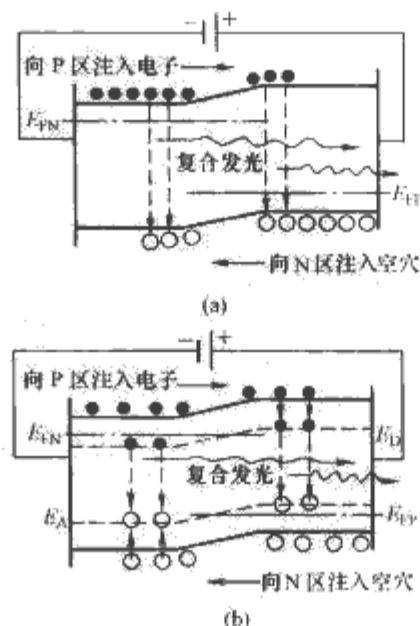


图 2.8-11 LED 发光原理图
(a) 带间复合; (b) 杂质对复合

可视的光子能量范围,即大于蓝光光子的能量,或小于红光光子的能量,则必须借助于仪器来观察。我们在砷化镓 PN 结二极管正向导通时凭肉眼看不到光的发射,就是因为砷化镓禁带宽度所对应的光波波长已进入红外波段。

但是,我们在硅 PN 结二极管正向导通时凭肉眼看不到发光的主要原因,还不在于硅的禁带所对应的发光波长(1.1 μm)也属红外光。其主要原因在于硅中绝大部分额外电子和空穴的复合并不通过发射光子的形式释放能量,而是借助于禁带之中的一些深能级(或称无辐射复合中心),以发射声子的形式释放能量。我们把这种复合过程称作无辐射复合过程,而把以发射光子的形式释放能量的复合过程称作辐射复合过程。一个 PN 结二极管正向导通时的发光效果是否明显,决定于这两种复合过程的竞争优势。因此,LED 要用辐射复合过程占优势的材料制成的。

III-V 族化合物大多是辐射复合过程占优势的材料,适合于用来制造 LED。不过,这些材料的电致发光原理并不完全相同。虽然注入的额外电子和空穴都分别位于 P 区的导带底和 N 区的价带顶,但在有些材料做成的 LED 中,这些电子可以直接越过禁带与价带顶的空穴复合,如图 2.8-11(a)所示;而在另外一些材料做成的 LED 中,导带电子和价带空穴直接复合的概率很小,注入的额外载流子需要首先进入禁带边沿的杂质对能级 E_D 和 E_A ,然后才能复合,如图 2.8-11(b)所示。前者称为带间复合,例如 GaAs 中的复合;后者称为杂质对复合,例如 GaP 中借助 Zn-O 对的复合。伴随带间复合发射的光子能量与材料的禁带宽度相等,而借助杂质对的复合所发射的光子能量则等于杂质对的能级之差。由于杂质对的能级总位于禁带之中,所以,以这种复合形式发光的材料一般禁带较宽,且为间接跃迁型,即其导带底与价带顶不在布里渊区的同一位置上。

2.2 LED 的发光效率

LED 的发光效率通常用内量子效率 η_i 和外量子效率 η_o 来表示。内量子效率反映前述两种复合过程的竞争优势,定义为辐射复合在单位时间内产生的光子数与单位时间内注入的电子-空穴对数之比,也即辐射复合过程的复合率在总复合率中所占的比例。若以 τ_r 和 τ_{nr} 分别表示由辐射复合过程和无辐射复合过程决定的额外载流子寿命,由辐射复合率正比于 $1/\tau_r$,无辐射复合率正比于 $1/\tau_{nr}$,可知

$$\eta_i = \frac{\tau_r^{-1}}{\tau_r^{-1} + \tau_{nr}^{-1}} = \frac{1}{1 + \tau_r \tau_{nr}^{-1}} \quad (2.8-12)$$

可见,只当 $\tau_{nr} \gg \tau_r$,即无辐射复合过程的发生几率小于辐射复合过程的发生几率时,才能观察到有效的光子发射。

外量子效率定义为单位时间内发射到体外的光子数与单位时间内注入的电子-空穴对数之比。降低 LED 外量子效率的主要因素包括发射光子在透出 LED 表面之前被 LED 材料自身吸收,以及费涅耳损耗与临界角损耗等。例如,以 GaAs 为衬底的 GaAsP 同质结 LED 的吸收损耗就很大。这是因为 GaAs 比 GaAsP 禁带窄,对 GaAsP 发射的光子有很大的吸收系数,能吸收掉大约 85% 的发射光子。若改用 GaP 做衬底,则由于 GaP 比 GaAsP 禁带宽,对 GaAsP 发射的光子因基本不吸收而反射回去,所以损耗较小。所谓费涅耳损耗是指 LED 表面将向外发射的光子反射回去而产生的损耗,而临界角损耗则指的是发射光子由内向外射向 LED 表面的角度超过临界角时,引起全内反射而导致的损耗。

以上所述,基本上都是从避免光子损失的角度来提高 LED 的发光效率。不过,从内外量子效率的定义来看,在

η_{in} 和 η_{ex} 固定不变的情况下,提高 LED 中额外载流子的注入效率,更是提高发光效率的根本途径。为了提高注入效率,III-V 族化合物 LED 大多采用异质结结构。所谓异质结就是用禁带宽度不同的 P 型材料和 N 型材料做成的 PN 结。一个理想异质结的能带结构如图 2.8-12 所示。由于 P 区和 N 区的禁带宽度不相等,当正向偏压将结两边的价带拉平而导带仍有一定弯曲时,形成 P 区空穴向 N 区的扩散无势垒阻挡,而 N 区电子向 P 区扩散面临较高势垒 $\Delta E = E_{g1} - E_{g2}$ 阻挡的不对称状态。这样,禁带较宽的 P 区成为注入源,而禁带较窄的 N 区成为发光区。因为在额外空穴的注入过程中几乎没有从反方向注入的电子与之复合,因而注入效率很高。

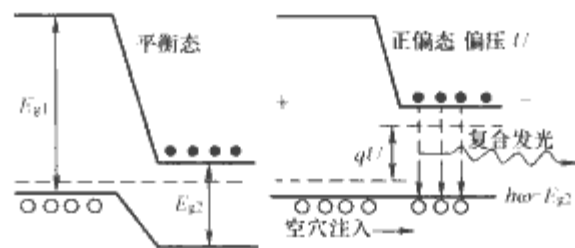


图 2.8-12 异质结高效注入复合发光示意图

对图 2.8-12 所示的异质结,窄禁带发射区发射的光子因其能量小于 P 区的禁带宽度而在 P 区不会引起本征吸收。因此,异质结发光二极管的宽禁带注入区同时又是发射光的透出窗口,对提高外量子效率也是有利的。

目前,实施半导体照明工程需要克服的首要问题就是 LED 发光效率还不够高,不到 50lm/W,而实用化要求达到 100lm/W 以上。因此,了解发光效率的损耗机构,对 LED 从材料到器件的设计都是十分必要的。

2.3 LED 的电源及其控制电路

半导体照明工程的实施,为电力电子技术开辟了一块新的用武之地,那就是高亮度 LED 的电源及其驱动电路。与日光灯的电子镇流器不同,LED 驱动电路的主要功能是将交流电转换为直流电,并同时完成与 LED 的电压和电流匹配。LED 的工作电压比硅功率二极管的正向压降略高,但一般不超过 1.5V,因而 LED 的供电技术与大多数低电压集成电路的供电技术兼容,因此,可以分享低电压集成电路电源技术长足发展的丰硕成果及其规模经济带来的巨大效益。LED 电源的主要技术问题包括:

(1) 电压变换。LED 供电技术的基本问题是 AC-DC 变换。对电压变换的方式而言,要针对 LED 属于电流驱动型器件的特点,根据实际用途对驱动电流的稳定性和瞬态过冲强度,以及电源的安全性和可靠性等的不同要求作出不同的选择。

(2) 体积和成本。对照明 LED,特别是家用照明 LED 的电源而言,体积和制造成本可能是更值得放在首位来考虑的问题,因为 LED 的电压变换器及其控制电路最好是内置于灯具之中,并从价格上容易被普通家庭所接受。一般认为,在半导体照明产业发展的初期,一个半导体照明灯具系统的电源成本不宜超过其总成本的 1/3。

(3) 寿命。寿命是 LED 电压变换器及其驱动电路另一个迫切需要解决的技术问题。因为 LED 的特点是使用寿命长,理论上可达 10 万小时,所以与之配套的电源及其驱动电路的寿命也必须超过 10 万小时,否则就会成为发展半导体照明的瓶颈。

(4) 效率。LED 的另一突出特点是节能。作为配套产品的电源也必须具有鲜明的节能特点,即转换效率要高,否则

就会使开发 LED 失去节能的意义。目前,商业化开关电源的转换效率只有 80% 左右,还不能满足半导体照明的需要。

(5) 智能化控制。LED 的驱动电路要能够随着输入电压和环境温度等条件的变化,适时调整电流的大小,使 LED 获得恒定的最佳输入电流,产生最高的输出光通量,从而永远保持最佳工作状态。对于由多个 LED 集成的实用灯具,控制电路要能针对集成个体之间的差别,使每一个 LED 都能保持最佳的工作状态。对于将红(R)、绿(G)、蓝(B)三种颜色 LED 芯片封装在一起直接合成白光的 RGB LED,要求其智能化的驱动电路能对三种颜色 LED 的发光强度分别加以控制,以实现色温可变的全彩变色效果,并通过对发光波长及强度的选择获得最佳的显色性。RGB LED 的亮度、颜色和色温都可以通过驱动电路的智能化控制来进行任意的调节,给人以全新的视觉享受。将这种灯具应用于城市的夜间景观装饰,还可配上微处理器的编程控制,产生千姿百态的动态效果,进一步凸现 LED 相对于其他光源的独特竞争优势。

2.4 产业概况

从材料到应用,LED 的产业链由上、中、下游三大部分组成。上游包含相关材料和专用设备的制造企业,即为 LED 的芯片制造供应衬底(GaAs、SiC、蓝宝石等)和外延片,以及高纯氮(或氨)和三甲基镓等专用化工原料的生产企业,还有为这些企业以及 LED 芯片制造和封装提供各种专用设备的企业;中游指 LED 的生产企业,包括专门生产芯片的企业和也兼营封装的企业;下游则包含专门封装 LED 的企业和所有开发生产 LED 应用产品的企业。高亮度 LED 应用产品主要有手机和 PDA 等液晶显示屏的背景光源、汽车尾灯和交通信号灯、广告与信息显示屏、景观装饰,以及特种场合的照明灯具等。其中,手机和 PDA 的背景光源的市场市场份额占到近 6 成。

目前,半导体照明产业技术水平最高的是美国、日本和德国,大部分与之相关的核心技术专利掌握在这些国家的企业手中。我国台湾的 LED 产业发展很快,其芯片制造与封装已占到全球产量的 60%。我国大陆地区的半导体照明产业发展也很快,功率型蓝光 LED 芯片的发光功率已达到 130mW,白光 LED 的发光效率已超过 35lm/W,达到或接近国际先进技术水平,但整体技术水平差距较大,产量和市场份额也偏低。2004 年的 LED 产量为 250 亿只(其中高亮度 LED 约占 30%),销售量 230 亿只,产值 150 亿元人民币,销售额 125 亿元人民币,约占全球市场 12%。但进步很大。2003 年以前的 10 年,我国大陆 LED 产业的销售额以平均 31% 的速率增长。预计 2008 年的市场规模有望达到 250 亿元人民币,功率型 LED 产品的市场平均增长率将在这几年中达到 27%。

3 半导体热电效应器件

除了光电效应,半导体的热电效应也是一种实用性很强,且品质因子远高于金属的物理效应。利用半导体的热电效应可以做成无公害制冷器和温差发电机,在电力电子技术和其他节能技术领域具有广阔应用前景。

3.1 塞贝克效应与温差发电器件

3.1.1 塞贝克效应

1821 年俄国物理学家塞贝克发现,若用两个性质不同的导体 a 、 b 按图 2.8-13 (a) 所示连接成一个闭合回路,则

当接头 A 、 B 之间存在温度梯度时,回路中会出现电流;若任一导体上将回路断开,如图 2.8-13 (b) 所示,则会在端头 C 、 D 之间测到电位差。称如此连接的导体组合为热电偶,闭合热电偶中的电流为温差电流,开路热电偶两端头间的电位差为温差电动势。温差电流和温差电动势的方向和大小与使用材料和两个接头的温差有关。参照图 2.8-13,设接头 A 、 B 的温度分别为 T_2 和 T_1 ,且 $T_2 > T_1$,若温差电流在接头 A (高温接头) 处由导体 a 流向导体 b ,则其温差电动势 Θ_{ab} 为正,反之为负。定义热电偶 ab 的温差电动势率

$$\alpha_{ab} = \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{\Delta \Theta_{ab}}{\Delta T} = \frac{d\Theta_{ab}}{dT} \quad (2.8-13)$$

式中: $\Delta T = T_2 - T_1$; $\Delta \Theta_{ab}$ 为与 ΔT 对应的温差电动势; α_{ab} 为塞贝克系数,其单位为 V/K。

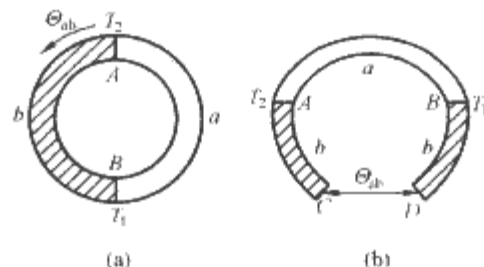


图 2.8-13 塞贝克效应示意图
(a) 闭路; (b) 开路

图 2.8-13 所示的两种导体可以都是金属(合金)或都是半导体,也可以一种是金属一种是半导体。众所周知,半导体的载流子密度是温度的敏感函数。当一块半导体中存在温度梯度时,其温度不同的两端就会出现载流子的密度差,引起载流子的扩散。以 P 型半导体为例,这时就有带正电的空穴从高温端向低温端扩散。在开路状态,这种电荷的定向迁移会改变其温度均匀时的电中性状态,而使低温端富集正电荷,高温端失去空穴留下不会移动的带负电的电离杂质,形成负电荷的积累,于是产生低温端为正、高温端为负的温差电动势。对 N 型半导体则正好相反,产生的是低温端为负、高温端为正的温差电动势。称一种材料的温差电动势为绝对温差电动势,记为 Θ 。相应地将 $\alpha \approx d\Theta/dT$ 定义为材料的绝对温差电动势率。显然,一个半导体热电偶的温差电动势率等于其两种组成材料的绝对温差电动势率之差,其温差电动势等于这两块半导体单独处于同一温度梯度时的绝对温差电动势之差。

温度均匀的金属导体中的载流子密度基本不随温度改变,因而金属的绝对温差电动势率在一级近似条件下为零,只在较高级近似条件下不为零,因而比半导体的温差电动势率小得多。室温附近,一般金属的温差电动势率绝对值约在 $0 \sim 10 \mu\text{V/K}$ 之间,而半导体的温差电动势率可达数百 $\mu\text{V/K}$ 。因此,金属-半导体温差电偶的温差电动势率主要由半导体决定。这样,测量金属-半导体温差电偶的电动势率,得到的就是半导体的绝对温差电动势率。

金属的微弱温差电现象与电子的密度分布因热速度不同而发生变化有关。当金属导体中存在稳定的温度梯度时,就有热能从高温传向低温,形成热流,金属中的热流主要由电子传送,也就有电子从高温端流向低温端,在低温端形成电子积累,与 N 型半导体中的情形相似,但累积的程度,也即产生的温差电动势要比 N 型半导体弱得多。不管在金属还是在半导体中,晶格振动也是传送热流的重要结构。晶格振动对热流的传送在晶格动力学中用声子流来描述。当晶体中有声子流时,这声子流可以拖动电子,引起电子的定向流动,称之为声子曳引效应。半导体在低温区域按扩散理论算

出的温差电动势率一般比实测值小，其原因就是扩散理论没有包括声子曳引效应。

3.1.2 温差发电器件

全金属温差电偶的塞贝克系数很小，只可用来测量温度，例如应用于较高温度范围的铂—铑铂热电偶和中高温范围的铜—康铜热电偶。用绝对温差电动势率相差很大的半导体和金属构成的温差电偶的塞贝克系数很大，可用来制作把热能转变为电能的温差发电器件。图 2.8-14 实线部分表示一个温差发电器件。由于 N 型半导体和 P 型半导体的载流子极性相反，极性相反的载流子沿相反方向运动时对电流贡献相同，因而半导体温差电偶做成如图所示的双金属—半导体接触形式可获得更高的热电转换效率。作为温差发电器件使用时，置 P 型半导体和 N 型半导体的公共金属接触端于高温 T_2 ，两者之另一金属接触端置于低温 T_1 。由于塞贝克效应，P 型半导体和 N 型半导体产生的温差电流就会沿图中箭头所指的同一方向流经负载电阻 R_L 。若在 R_L 处令电路断开，就会因 P 型半导体的冷端累积空穴，N 型半导体的冷端累积电子，而形成 P 端正、N 端负的温差电动势。为了获得实用的功率输出，实际的温差发电器件常用若干个这样的单元器件串并联起来，称为温差发电模块。

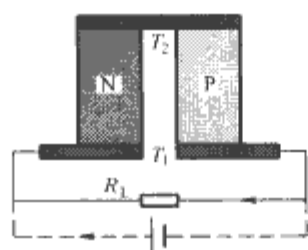


图 2.8-14 温差电偶的发电连接（实线）和制冷连接（虚线）方式

温差发电器件主要用热导率较低而电导率和绝对温差电动势率都较高的某些半导体材料，例如 Bi_2Te_3 、 Bi_2Sb_3 等 V-VI 族化合物， PbTe 等 IV-VI 族化合物和 SiGe 固溶体等材料制成。热导率低有利于保持较高的温差，电导率高则可减少器件自身的焦耳热损耗。这些要求跟要求绝对温差电动势率高一样，都是为了提高温差发电的效率。

用半导体温差发电模块制造的半导体发电机只要有温差存在即能发电，且工作时无噪声、无污染、免维护，使用寿命长，因而是一种应用广泛的便携电源。半导体温差发电机目前主要用于油田等野外作业和军事领域。如美国 Teledyne Inc 开发的油田与军用专用温差电发电机年销售额超过十亿美元。另外，半导体温差电器件体积小、质量轻，还可应用于家用电器、仪器仪表及玩具和旅游产品。从目前国际市场需求来看，这些领域的需求增长十分强劲，预计年需求量超过一亿片。

3.2 珀耳帖效应与半导体制冷

3.2.1 珀耳帖效应

1834 年法国物理学家珀耳帖发现，若用两个性质不同的导体 a 、 b 按图 2.8-15 所示跟一个直流电源连接成一个闭合回路，则当电流通过接头时，接头处便有吸热或放热现象发生。此即珀耳帖效应。实验表明，单位时间在接头的单位面积上吸收或放出的热量，与流经接头的电流密度 J 成正比，即

$$\frac{dH}{dt} = \pi_{ab} \cdot J \quad (2.8-14)$$

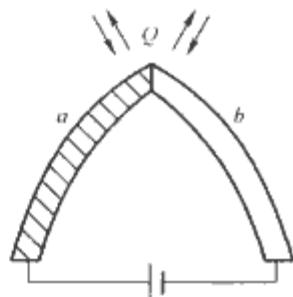


图 2.8-15 珀耳帖效应示意图

式中：比例常数 π_{ab} 为珀耳帖系数，V。珀耳帖系数大小由导体 a 、 b 的性质决定。同时，

它又是温度的函数。同一接头在不同的温度下吸收或放出的热量不同。珀耳帖系数可正可负， $\pi_{ab} > 0$ 表示吸热， $\pi_{ab} < 0$ 则表示放热。

珀耳帖效应是可逆的。即若电流自导体 a 经接头流向导体 b 时接头吸热，则当同样大小的电流反向流经接头时，接头处一定会放出相同的热量。由珀耳帖系数的定义可知

$$\pi_{ab} = -\pi_{ba} \quad (2.8-15)$$

从热电转换的角度看，珀耳帖效应其实就是塞贝克效应的逆效应，因而珀耳帖系数与塞贝克系数之间存在着以下简单关系

$$\pi_{ab} = T\alpha_{ab} \quad (2.8-16)$$

式中： T 为珀耳帖系数某一取值的对应温度。

如前所述，金属—半导体温差电偶的塞贝克系数较大。因此，对相同的温度，金属—半导体温差电偶的珀耳帖系数也较大，其珀耳帖效应较强。

3.2.2 半导体制冷

利用珀耳帖效应，可将图 2.8-14 所示的半导体温差发电器件变成制冷器件。为达到此目的，须将图中的负载电阻换成直流电源，如图中虚线所示。由于电流从金属流向 P 型半导体时接头吸热，而要使 N 型半导体与金属的接头也吸热，则须令电流从 N 型半导体流向金属，所以，为利用公共接头的吸热实现制冷，须将直流电源的正极接到 N 型半导体的自由端，而将负极接到 P 型半导体的自由端。这时， T_2 为低温。若将电源反接，则公共接头放热，该器件成为加热器。

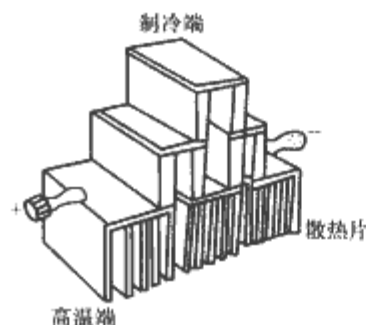


图 2.8-16 半导体两级制冷器示意图

器件使用了 3 个如图 2.8-14 中所示的双金属—半导体温差电偶和 3 个散热器。首先由两个温差电偶通过散热器以串联方式构成制冷器的初级，然后将第 3 个温差电偶的 N、P 两臂分别与前两个温差电偶的顶端相接。从电路的角度看，第 3 个温差电偶与前两个温差电偶属于并联。通电后，一路电流首先使前两个温差电偶的顶端吸热而降低第 3 个温差电偶的 N、P 两臂底部的温度，而另一路电流则使第 3 个温差电偶的顶部温度进一步降低，从而提高制冷效果。实用半导体制冷器一般能产生 60~70℃ 左右的温差。

和传统制冷技术相比，半导体制冷不需要制冷剂和压缩机，从根本上消除了氟里昂对环境的化学污染和压缩机对环境的噪声污染问题。同时，随着计算机技术、航天技术和超导技术及微电子技术的发展，人们对小型、静态、且能固定安装的长寿命制冷装置的需求量越来越大，半导体制冷正是可以满足这种需求的制冷技术。在电力电子技术中，电力半导体器件的散热也常常是装置小型化的一个瓶颈。半导体制冷或许会提供一个解决这个问题有效办法。

4 电力电子技术中的敏感元器件

敏感元器件是信息技术和自动化技术中必不可少的基础元器件。在电力电子技术中，过电流保护就要经常使用检测速度快的霍尔电流传感器，或结构比较简单的磁敏电阻；而过电压保护则要使用各种压敏元器件。

4.1 霍尔效应与霍尔电流传感器

4.1.1 霍尔效应

霍尔效应是磁场传感器（磁敏元件）和电流传感器工作原理的基础。所谓霍尔效应是指磁场中的导体或半导体在通以垂直于磁场方向的电流时，会在其垂直于磁场与电流的方向上出现一附加电场的现象。

参照图 2.8-17，对 P 型半导体，若电流沿 X 方向，电流密度为 J_X ；均匀磁场沿 Z 方向，磁感应强度为 B_Z ；则在垂直于电场和磁场的 Y 方向将产生一个横向电场 E_Y ，称之为霍尔电场，其值与 J_X 和 B_Z 成正比，即

$$E_Y = R_H J_X B_Z \quad (2.8-17)$$

式中：比例系数 R_H 为霍尔系数，其值与半导体中载流子的密度和迁移率有关。从实用角度，上式可转换为易于检测的电流 I_X 和电压 U_Y 表示的形式，即霍尔电压

$$U_Y = R_H B_Z \frac{I_X}{d} = K_H B_Z I_X \quad (2.8-18)$$

式中： d 为测试样品的厚度， $K_H = R_H/d$ ，对一个具体的霍尔测试样品或器件为一常数。

霍尔电压还与样品形状有关。对矩形样品，当长度 l （测试电流 I_X 方向）相对于宽度 b （霍尔电压 U_Y ）较短时，霍尔电压的输出值要减小。因此，考虑到样品形状的影响，式 (2.8-18) 中的系数 K_H 还应乘上一个修正因子 f_H 。该因子是一个与样品的长宽比 l/b 和霍尔角 θ （霍尔电场 E_Y 与外加电场 E_X 合成的电场与电流 J_X 的夹角）有关的函数。 f_H 在 $l/b=4$ 时趋近于 1。

霍尔效应的物理本质可用磁场对运动电荷的作用来解释。设沿 X 方向运动的空穴的漂移速度为 v_X ，则电流密度 $J_X = q p v_X$ 。在存在磁场 B_Z 的情况下，运动空穴将受到方向沿 -Y，大小为 $q v_X \times B_Z$ 的洛伦兹力的作用，因而向 -Y 方向偏转。这如同附加了一个横向电流，因而在样品的 A、C 两端分别引起正、负电荷的积累，产生 +Y 方向的横向电场，如图 2.8-17 所示。该横向电场会反过来阻挡空穴的偏转，起抗衡洛伦兹力的作用。当二者的作用相平衡时，系统达到稳定状态。这时的霍尔电场才是宏观测试能观察到的大小。

4.1.2 霍尔电流传感器

利用霍尔效应可以制成两种类型的霍尔电流传感器。一种是设定磁场，直接根据霍尔电压测定未知电流的大小；一种是设定电流，根据霍尔电压的大小测定由未知电流感生的磁场，从而间接测定未知电流的大小。后者亦称霍尔电流变流器。图 2.8-18 是霍尔电流变流器的工作原理图。图中，

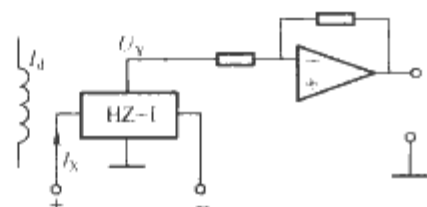


图 2.8-18 霍尔电流变流器原理图

HZ-1 代表霍尔元件。从前面的介绍不难看出，霍尔元件有 4 个端子。其中两个端子输入电流 I_X ，另两个端子输出霍尔电压 U_Y 。待测电流 I_d 通过一个绕在聚磁磁心上的绕组产生正比于它的磁场 B_Z 。通过电压放大器测出霍尔电压 U_Y 的大小，即可利用式 (2.8-18) 算出电流 I_d 产生的磁场 B_Z ，从而利用 I_d 与 B_Z 的正比例关系间接地测出 I_d 。

霍尔器件一般采用电子迁移率 μ_n 较高的半导体材料来制造，例如锗 (Ge, $\mu_n = 3900 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$)，砷化镓 (GaAs, $\mu_n = 8000 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$)，锑化铟 (InSb, $\mu_n = 78\,000 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$) 和砷化铟 (InAs, $\mu_n = 30\,000 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$) 等。

4.2 磁阻效应与磁敏电阻

4.2.1 磁阻效应

在一块通电半导体样品中沿垂直于电流的方向施加磁场后，其电流密度会下降，表明磁场使其电阻增大，此现象即为磁阻效应。磁阻效应分为物理磁阻效应和几何磁阻效应。物理磁阻效应是指磁场使样品的材料电阻率升高。几何磁阻效应是指材料相同而几何形状不同的导体在同一磁场中电阻变化不相同，即磁阻效应的强弱不仅与材料性质有关，还与导体的几何形状有关。

物理磁阻起因于洛伦兹力。仍以图 2.8-17 所示的 P 型半导体样品为例，在沿 X 方向的直流电场 E_X 的作用下，样品中形成由空穴传输的、与 E_X 同向的电流 J_X ；加上磁场 B_Z 之后，洛伦兹力使空穴的运动向 Y 方向偏转，从而使 X 方向的电流密度降低。因为电流密度 $J = \sigma E$ ，在电场 E_X 不变的情况下，电流密度 J_X 下降意味着电导率 σ 下降，也就是电阻率升高，此即物理磁阻。不过，如前所述，空穴向 Y 方向的偏转会同时产生一个霍尔电场 E_Y ， E_Y 起抗衡洛伦兹力、使空穴的漂移尽可能回归 X 方向，亦即限制磁阻无限增大的作用。因此， E_Y 越强，也即霍尔效应比较明显的样品，其磁阻效应较小；反之，霍尔电压较小的样品磁阻效应较大。极端情况下，若将图示样品 Y 方向的两个端面 A、C 短路，使其不能积累载流子，不能产生 E_Y ，则空穴便会继续偏转，形成 Y 方向的电流，而使 X 方向的电流密度大幅度降低，电阻无限增大，因而磁阻效应很强。基于此不难理解，长宽比 $l/b \gg 1$ 的长条形样品的磁阻较小，而 $l/b \ll 1$ 的扁条形样品的磁阻则较大；特别是当样品做成圆盘，并以圆盘中心和其圆周为两极施以辐射形电场时，磁阻效应会特别明显。因为在这种情况下，圆盘的任何地方都不能积累电荷，不能产生霍尔电场。这就是几何磁阻效应。这种圆盘称为科比诺圆盘 (Corbino disk)。

就物理磁阻而言，当磁感应强度 B_Z 不很大时，材料电阻率的增率，即磁阻

$$\frac{\Delta \rho}{\rho_0} = \frac{\rho_1 - \rho_0}{\rho_0} = \zeta (\mu_H B_Z)^2 \quad (2.8-19)$$

式中： ρ_0 和 ρ_1 分别为无磁场和有磁场时的材料电阻率； μ_H 为空穴（对 P 型半导体）或电子（对 N 型半导体）的霍尔迁移率； ζ 称为横向磁阻系数，是考虑到载流子的速度分布后产生的一个物理量。

考虑到几何磁阻，则一个在无磁场条件下电阻为 R_0 的样品在磁场 B_Z 中的电阻将变为

$$R_B = g_M R_0 \frac{\Delta \rho}{\rho_0} \quad (2.8-20)$$

式中： g_M 为几何磁阻系数。

4.2.2 磁敏电阻

利用磁阻效应制造的磁敏器件常被称为磁敏电阻。实际

应用中,为达到尽可能高的磁场灵敏度,磁敏电阻要有较高的零磁场电阻 R_0 ,采用 μ_{H} 很高的材料,并设计成特殊的几何形状以提高 g_{M} 。对前述的科比诺圆盘,其 R_{B}/R_0 在 $B_{\text{Z}}=1\text{T}$ 时可达18,甚至30,灵敏度很高。但圆盘的 R_0 不容易做大,最大只有 $1\sim 2\Omega$,故实用价值不大。为使 R_0 较大,灵敏度 R_{B}/R_0 又很高,磁敏电阻常常采用如图2.8-19所示的两种结构。图2.8-19(a)表示一系列薄层的串联叠加,电流方向与薄层垂直,因而每一个电阻长宽比很小,因而其磁场灵敏度很高。采用图2.8-19(b)的方式可进一步将 R_0 增高至数百欧姆,在 $B_{\text{H}}=1\text{T}$ 时,其 R_{B}/R_0 可高达12左右。

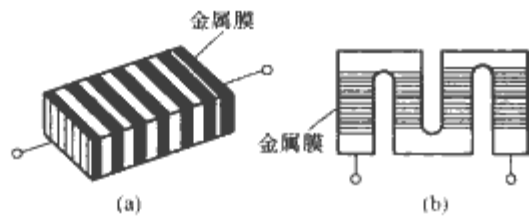


图 2.8-19 磁敏电阻几何结构示意图
(a) 叠层结构; (b) 弯绕结构

用磁性金属或合金制造磁敏电阻常采用复合材料结构,譬如Fe/Cr或Fe/Cr/Fe复合体。采用复合结构的主要优点是功耗小,且灵敏度基本不受温度变化的影响。

材料在一定磁场下电阻率急剧减小的现象被称为巨磁阻(GMR)效应。巨磁阻效应一般在纳米尺度的薄膜结构或合金结构之中比较明显。譬如Ag-Co多层结构和Ag-Co二元合金分别在薄层厚度和晶粒尺度达到纳米量级时都能观察到明显的巨磁阻效应。利用巨磁阻效应制造的磁敏电阻,其电阻变化率一般比用磁性金属或合金制造的磁敏电阻在相同磁场下高10余倍。调整结构参数和赋予特殊的结构设计,还可以进一步改善或调节器件的性能,以适应各种不同应用的需要。

磁敏电阻只有两个电极端子,而且对磁场的灵敏度也比较高。因此,就应用而言,磁敏电阻比霍尔器件更受欢迎。但是,磁敏电阻的归一化值在弱磁场范围随磁场的变化为非线性,而霍尔器件的霍尔电压则无论磁场强弱都随磁场线性变化。从应用电路的设计角度看,磁敏电阻在这一点上又不如霍尔器件。

磁敏电阻作为电流传感器使用时,只能采取霍尔电流变换器的间接测量方式。

磁敏电阻的另一种用途是做电位器。普通电位器由于使用电刷而存在严重的可靠性和使用寿命问题。磁敏电位器通过改变磁场强度来改变电阻,不存在这些缺点。磁敏电位器由两个磁敏电阻串联组成。永久磁铁沿着磁敏电阻移动,即可改变这两个电阻的阻值比。当输入端加固定电压时,随着磁铁位置的改变,即可得到不同的输出电压。由于这两个磁敏电阻中一个阻值增大,另一个就减小,因此总阻值不变。磁敏电位器中每个电阻的阻值可从总电阻的10%变到90%。

4.3 压敏电阻与过电压保护

压敏电阻是一种对电压变化非常敏感的非线性电阻。与线性电阻相比,压敏电阻的最大特点是当电压低于某一临界值时,其阻值非常高,类似绝缘体;但当电压超过临界值时,其电阻急剧减小,接近于导体。该电压称为阈值电压、标称电压或压敏电压。

目前,压敏电阻主要用具有陶瓷结构的SiC和ZnO两类材料制成,其中应用最广、性能最好的还要算ZnO压敏

电阻。如图2.8-20所示,为SiC压敏电阻和ZnO压敏电阻与齐纳二极管伏安特性比较。

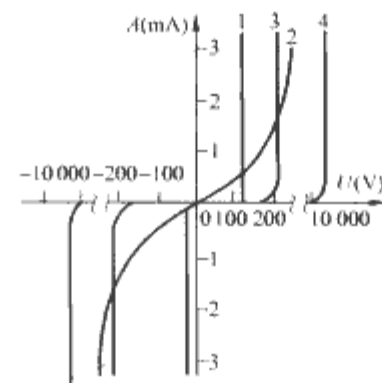


图 2.8-20 SiC 压敏电阻和 ZnO 压敏电阻与齐纳二极管的伏安特性比较
1—齐纳二极管; 2—SiC 压敏电阻;
3—低压 ZnO 压敏电阻;
4—高压 ZnO 压敏电阻

制造ZnO压敏电阻的材料,其实是一种添加了某些其他氧化物的改性ZnO烧结体,其主要成分为ZnO,主要添加成分是 Bi_2O_3 。添加 Bi_2O_3 使ZnO获得非线性特性,而其他添加物,例如 Co_2O_3 、 Cr_2O_3 、 Sb_2O_3 、 MnO_2 、 TiO_2 、 SiO_2 、 BaO 、 SrO 、 PbO 等,则可提高其非线性度,对电压更敏感。

压敏电阻从应用角度分为高压型和高能型两类。高压型的优点是电压梯度高,每毫米长度可承受的电压可达 $100\sim 250\text{V}$;大电流特性好,电流 10kA 与 1mA 时的功耗之比($U_{\text{F}10\text{kA}}/U_{\text{F}1\text{mA}}$)小于1.4;但能量密度较小,仅为 $50\sim 300\text{J}/\text{cm}^3$,因而只对短脉宽($\leq 2\text{ms}$)过压和浪涌有理想的防护能力。高能型压敏电阻的优点是能量密度较大($300\sim 750\text{J}/\text{cm}^3$),承受长脉宽浪涌的能力强,但电压梯度不高($20\sim 500\text{V}/\text{mm}$),大电流特性也差($U_{\text{F}10\text{kA}}/U_{\text{F}1\text{mA}} > 2.0$)。

压敏电阻作为一种具有瞬态电压抑制功能的元件,可代替瞬态电压抑制二极管或齐纳二极管与电容器的组合,对电路或器件进行过电压保护,防止静电放电、浪涌及其他瞬态电流(如雷击等)对电路或器件造成损坏。使用时只需将压敏电阻与保护对象并接,如图2.8-21所示。压敏电阻的电路图形符号是在普通电阻符号上加画一带脚斜线,并在线脚标注 U 。当保护对象的电压瞬间升高,达到或超过压敏电阻的阈值电压时,压敏电阻即因其阻值迅速下降而为保护对象旁路掉有可能对其造成损害的大电流,实现迅速的过压保护。当电压低于压敏电阻的阈值电压时,压敏电阻又回到阻值极高的状态,近乎开路,因而不会影响保护对象的正常工作。

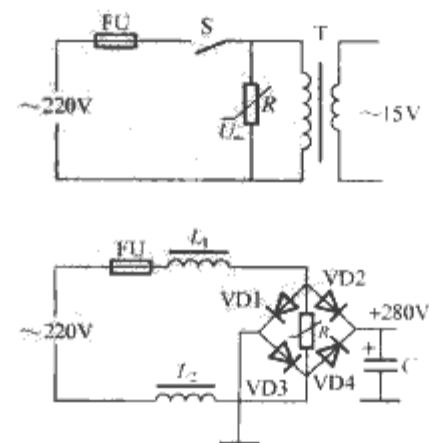


图 2.8-21 压敏电阻的典型接法

第9章 电力电子器件发展趋势

以晶闸管为代表的半控型电力电子器件目前已达到 $7 \times 10^7 \text{ W}/9000\text{V}$ 的水平。功率硅整流管也向高速恢复方向发展,至2005年,全控器件已发展到十分高的水平。目前电力电子器件的水平基本上稳定在 $10^9 \sim 10^{10} \text{ W} \cdot \text{Hz}$ 的水平左右,已逼近了由于寄生二极管制约而能达到的材料极限,如图2.9-1所示。

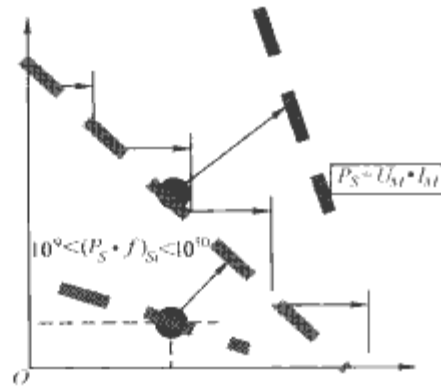


图 2.9-1 电力电子器件的功率频率乘积和相应半导体材料极限

为此,当前电力电子器件的发展趋势主要集中在三大方向:①新的器件结构,以突破现有的材料极限;②宽禁带半导体材料和器件;③功率集成芯片和集成模块。

1 新的电力电子器件结构

新的功率器件结构在 MOSFET、IGBT 等器件上的应用,进一步提高了这些器件的特性,如降低导通电阻和饱和压降、减小开关损耗和更方便的门极驱动等。

1.1 采用超级结技术的功率 MOSFET—COOL MOS

20 世纪 70 年代功率 MOSFET 研究成功,它是典型的多数载流子器件,其静态驱动损耗近于零而开关速度极快。可是,对于标准的 MOSFET 工艺,其开关频率和功率容量的乘积,器件耐压和电流容量之间的矛盾受到材料极限的限制,如图 2.9-1 所示。其通态电阻 R_{ds} 正比于 $U_B^{2.5}$,所以高压功率 MOSFET 通态电阻较大,在开关电源中的应用受到很大局限。尽管如此,功率 MOSFET 在各类开关电源、3C 产品 (Computer, Consumer, Communication) 中仍占有巨大的市场。特别是超级结技术引入到 MOSFETs 后,上述材料极限已被突破。这类器件的设计理念是通过在活动层内引入三维 PN 结结构,从而降低了 PN 结周围的最大电场值。以 SJ-MOSFET 为例,它在寄生二极管的活动层中采用了垂直 PN 微细条的三维结构,它能维持相同的阻断电压,但是由于减小了垂直 PN 条的宽度,导通电阻得以成比例的减小。采用这个方法,单位面积导通电阻比常规结构降低 5~10 倍,开关、驱动损耗可降低 2 倍左右。该概念由我国陈星弼院士首先提出,1998 年 Infineon 公司宣布研制成功。该器件的问世为功率 MOSFET 的更广泛的应用开辟了新的天地。

引入超级结的 MOSFET 在一定程度上解决了器件耐压和电流容量之间的矛盾,器件的通态电阻仅与设计和工艺技

术有关,而不再受到硅材料极限的限制。图 2.9-2 所示为最好的商用标准高压 MOSFET 和 COOL MOS C3 及 C5 与其相关材料极限耐压 $R_{on} \times A$ 的比较。图 2.9-3 为 600V 标准 MOSFET 和 COOL MOS C3 及 C5 FOM ($Q_g \times R_{DS(on)}$) (导通电阻和门极电荷乘积) 的比较。由图可见,COOL MOS C5 的 $Q_g \times R_{DS(on)}$ 不到标准 MOSFET 的 10%。图 2.9-4 为 COOL MOS 超级结技术进步的**发展历史示意图。上述 COOL MOS 的众多优点使得功率 MOSFET 稳占广阔的 3C、高频开关电源和电子镇流器等小功率变流器应用市场。

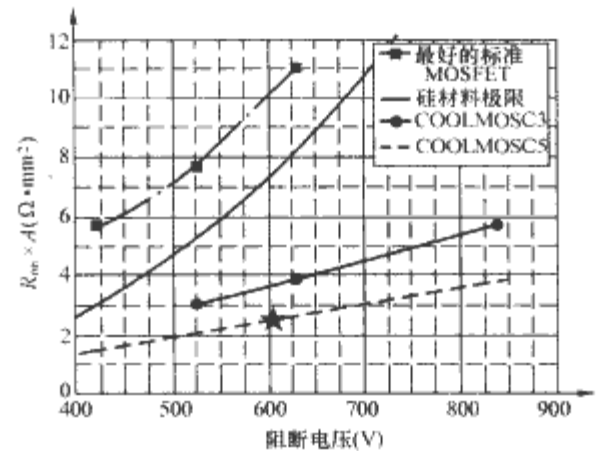


图 2.9-2 最好的商用高压 MOSFET 和 COOL MOS C3 及 C5 与其相关材料极限耐压、 $R_{on} \times A$ 的比较

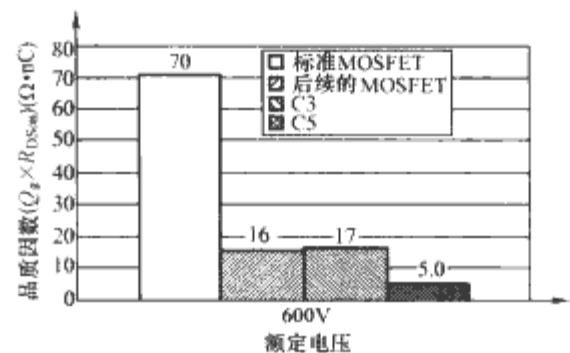


图 2.9-3 600V 标准 MOSFET 和 COOL MOS C3 及 C5 FOM ($Q_g \times R_{DS(on)}$) 的比较

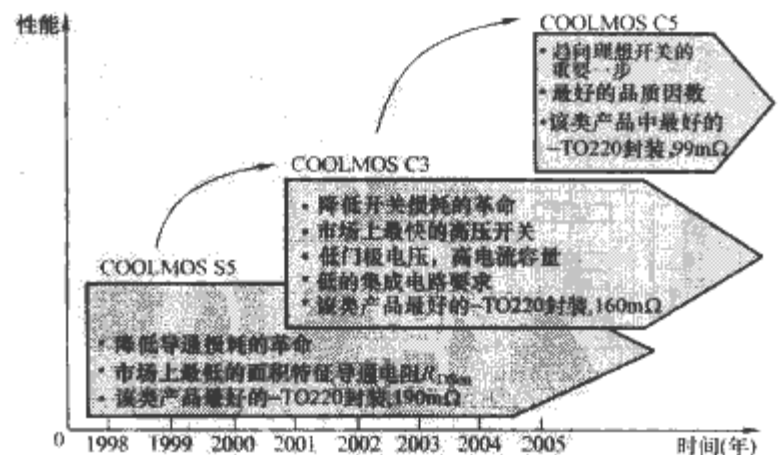


图 2.9-4 COOL MOS 超级结技术进步的**发展历史示意图

对低电压大电流应用场合,如 VRM 应用中,要求功率 MOS 器件具有更小的 $R_{on} \times Q_g$ (导通电阻和门极电荷乘积) 的值,更小的米勒电容,以便更适合于与 CPU 集成,以达

到更高的效率和功率密度。根据 CPU 发展的进程,预计在 2016 年,通用 CPU 的供电电压将会下降到 0.4V,供电电流将达到 400A,电流变化率为 400A/ μ s,开关频率需要达到 45MHz。为了实现这些指标,用于同步整流的 MOSFET 的导通电阻和门极电容的乘积值需要达到 0.65 $\Omega \cdot$ pF。目前的垂直沟道 VDMOS 结构将不再适合于这方面将来的应用。尽管采用前述新的器件结构和工艺,如超级结 MOSFET 和沟槽 (Trench) MOSFET,可以获得更小的 $R_{on} \times Q_g$ 值,但这些工艺显然不适合集成电路工艺,如 BiCMOS 工艺。目前正在研究的基于薄绝缘硅片的横向轻掺杂漏极 MOSFET (LDD MOSFET - SOI) 可以提供更好的性能。其 $R_{on} \times Q_g$ 乘积比理论上最好的 VDMOS 还要小 3 倍,比沟槽 MOSFET 小 7 倍。更重要的是,其工艺可以和超大规模集成电路 (Very Large Scale Integration, VLSI) 的 BiCMOS 工艺兼容。可以预见,此类 LDD MOSFET - SOI 在低压大电流应用场合将有广泛的应用前景。

1.2 采用新结构和新工艺的 IGBTs-NPT, FSNPT, 沟槽型 IGBTs, IEGT

自 1985 年绝缘门极双极型晶体管 (IGBT) 进入实际应用以来,IGBT 已经成为功率半导体器件的主流,在 10~100kHz 的中压、中电流应用范围占有十分重要的地位。IGBT 及其模块 (包括 IPMs) 已经涵盖了 0.6~6.6kV 的电压和 1~3500A 的电流范围,应用 IGBT 模块的 100MW 级的逆变器也已有商品问世。

IGBT 的未来发展取决于未来市场的需求,图 2.9-5 表明了功率半导体主要的市场需求和下一代电能变换应用中新器件解决方案技术上的种种障碍。

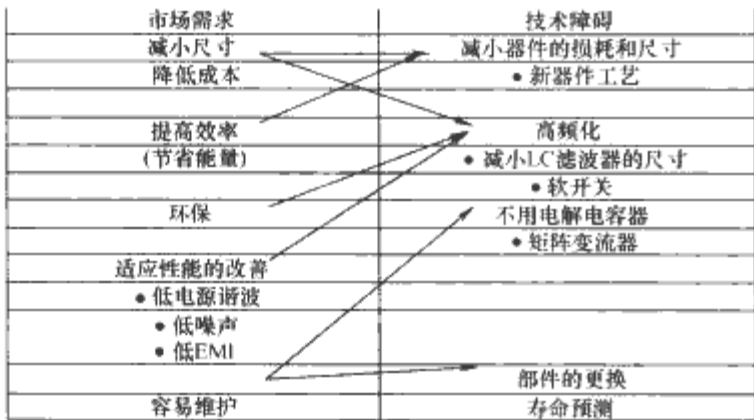


图 2.9-5 功率半导体应用需求和主要技术障碍

上述应用需求和各种技术障碍表明,电力电子器件发展的最重要的方向之一,就是提高器件的功率密度,以 1200V/75A IGBT 为例,从最初的第一代发展到目前的第五代产品,它的芯片面积差不多缩小了 2/3,如图 2.9-6 所示。

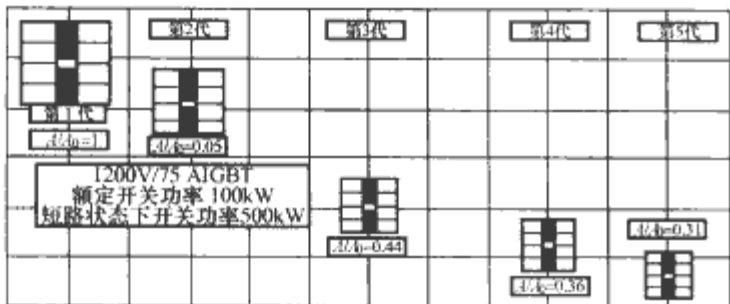


图 2.9-6 1200V/75A IGBT 芯片面积缩小示意图

电力电子器件发展的另一个重要方向,就是减小器件的导通和开关损耗,以 600V/75A IGBT 为例,从最初的第一

代发展到目前的第五代产品,它的芯片总损耗也差不多减小了 2/3,如图 2.9-7 所示。

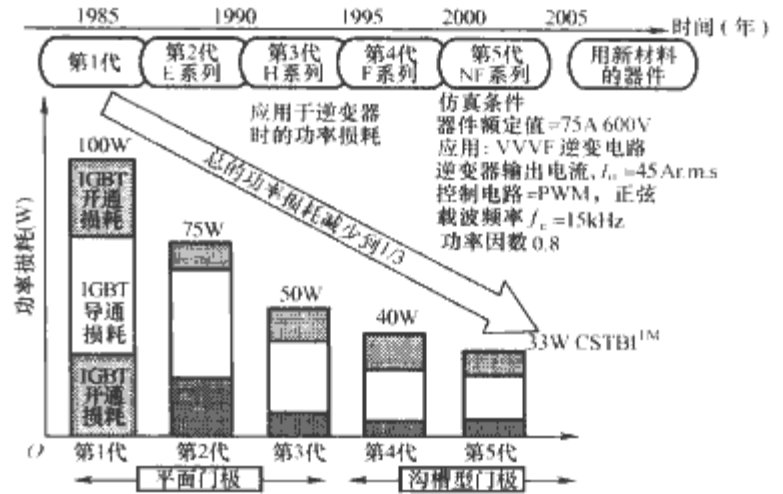


图 2.9-7 IGBT 损耗降低示意图 (600V/75A)

在保证一定耐压水平基础上,提高芯片功率密度,而同时降低损耗的主要原因是现代 IC 技术在 IGBT 制造工艺中的应用,例如:缩小平面单元及沟道晶体管单元的尺寸;应用透明集电区技术 (NPT),用硅薄片晶片替代穿通型 (PT) 结构中的厚外延层,不但降低了制造成本,而且改善了温度和开关性能;后来又发展了电场中止技术 (FS),FS-NPT 结构 IGBT 进一步地降低了它的通态损耗和开关损耗;沟槽栅技术 (Trench) 和 FS-NPT 技术的结合又大幅度地降低了饱和电压,提高了 IGBT 的额定电流;终端处理技术的进步已能制造 6.6kV 额定电压的 IGBT。PT、NPT 和 FS-NPT 型 IGBT 单管结构示意图如图 2.9-8 所示。

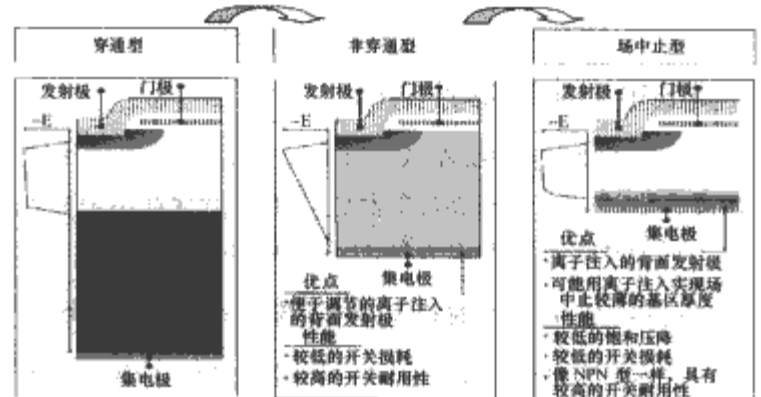


图 2.9-8 PT、NPT 和 FS-NPT 型 IGBT 单管结构示意图

图 2.9-9 是 NPT (非穿通型) 和 FS-NPT (场中止非穿通型) 结构 IGBT 芯片厚度变薄的示意图。从图可见,目前 1200V 的 FS-NPT 型 IGBT 的芯片厚度只有 100 μ m,而 NPT 型的 IGBT 的芯片厚度为 160~180 μ m。FS-NPT 结构的超薄芯片结构对 IGBT 芯片制作工艺设备和流程提出了一系列挑战。

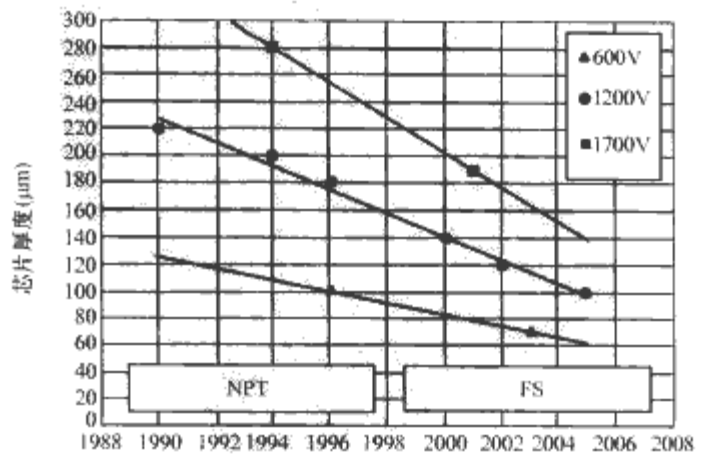


图 2.9-9 NPT 和 FS-NPT 结构 IGBT 芯片厚度变薄示意图

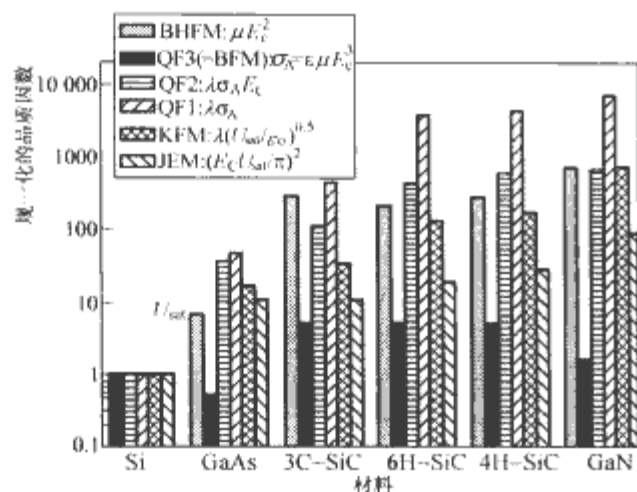


图 2.9-12 以 Si 为归一基准的各种宽禁带半导体材料的优良指数对比

BHFM Baliga 优良指数; QF 优良指数; KFM 基于晶体管开关速度的优良指数; JFM—Johnson 优良指数
件生产的成本和质量都有重要的影响。目前,包括掺杂、蚀刻、氧化层的生成,肖特基和欧姆接触等大部分的 SiC 主要器件工艺处理技术都已经相对成熟,并且和 Si 器件的工艺处理技术基本一致。然而,依然有部分对器件的商业生产起重要作用的处理工艺和方法有待解决。

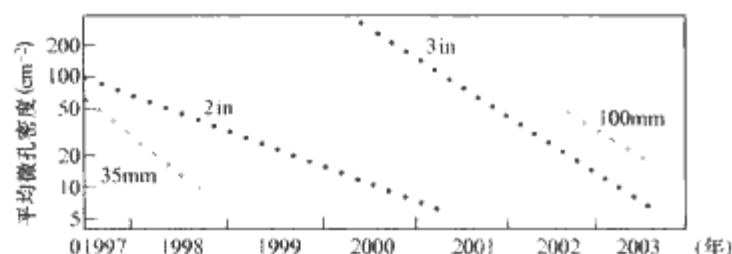


图 2.9-13 不同直径 SiC 衬底的平均微管密度 (MPD) 改善进展图

表 2.9-2 商用 4H-SiC 晶片规范

指标	2in	3in	4in
聚合类型	4H	4H	4H
直径 (mm)	50.8	76.2	100
平均微孔密度 (cm ⁻²)	≤10	≤5~10	≤15
电阻率 (Ω·cm)	≤0.02	≤0.028	≤0.028

如前所述,由于 SiC 具有高的击穿电场强度,所以即使在比 Si 或 GaAs 更加薄(约为它们的 1/10)的漂移层, SiC 也能承受较高的电压,因而具有同样耐压水平的 SiC 器件比 Si 器件具有极低的导通电阻。

2.2 SiC 功率二极管

SiC 肖特基二极管已接近于 4H-SiC 单极性器件的极限,耐压已达 600V,目前这类产品正被 Infineon 和 Cree 等公司投入商业生产。SiC 肖特基二极管能有效避免反向恢复问题,从而降低了二极管的开关功率损耗,使得该器件能应用在开关频率较高的电路中。目前, PFC 电路设计中最重要设计参数是二极管的耐冲击电流能力。比较 SiC 和普通二极管的 I^2t 乘积,可见它们之间的差别是非常明显的, Infineon 推出的 PN-肖特基结新型 SiC 二极管,可以使冲击电流上升为原来的 2 倍。此外,这种新型二极管首次使单极性 SiC 二极管可以稳定的雪崩运行。该器件的结构剖面示意图示于图 2.9-14,图中 P 井必需加以金属接触,以形成双极注

入,这在图 2.9-14 中没有画出。

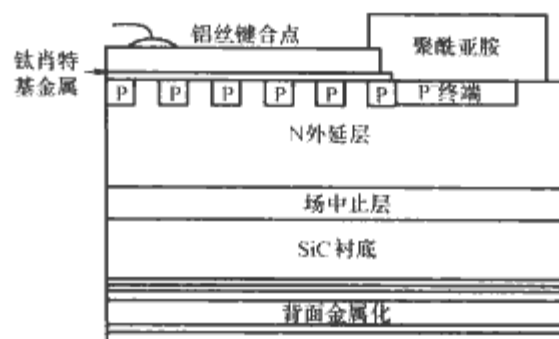


图 2.9-14 PN-肖特基结的新型 SiC 二极管结构剖面图

在 600~3300V 阻断电压范围, SiC 结势垒肖特基二极管 (JBS) 是较好的选择。JBS 二极管结合了肖特基二极管所拥有的出色的开关特性和 PN 结二极管所拥有的低漏电流的特点。但是, SiC JBS 二极管的处理工艺技术比 SiC 肖特基二极管要更加复杂。表 2.9-3 和图 2.9-15 罗列了近年来各类 SiC 二极管的性能比较。

表 2.9-3 近来 SiC 二极管的通态电阻及阻断电压

器 件	U_{BD} (kV)	R_{ON} (mΩ·cm ²)	U_{BD}^2/R_{ON} (MW/cm ²)
肖特基势垒二极管	4.9	43	558
结势垒肖特基二极管	2.8	8	980
PIN 二极管	4.5	42	482
	19.5	65	5850
	2.9	8	1051
肖特基势垒二极管	10	97.5	1025
	4.2	9.1	1938
结势垒肖特基二极管	1	3	333

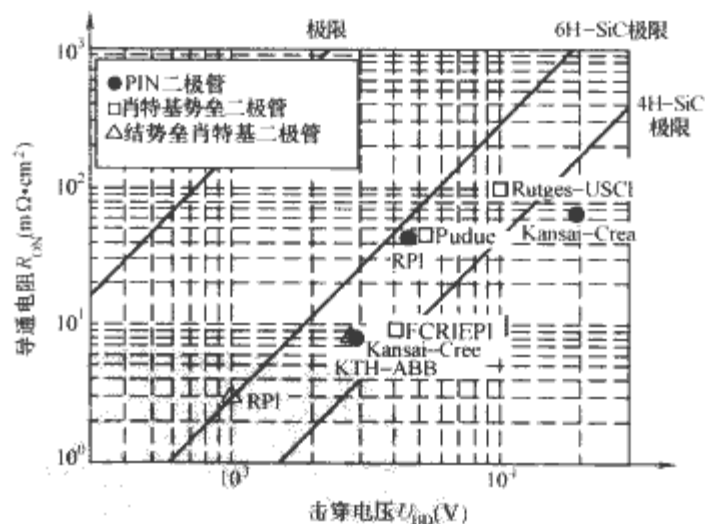


图 2.9-15 各类 SiC 二极管的通态电阻与阻断电压关系

PN 结二极管在 3~4kV 以上的电压范围具有优势,由于因内部的电导调制作用而呈现出较低的导通电阻,这使得它比较适用于高电压应用场合。Cree 公司曾报道过一种在电流密度为 100A/cm², 阻断电压为 19.5kV 的 PN 结二极管,其正向压降仅为 4.9V,这显然都得益于电导调制作用。这种甚高压二极管在诸如高直流电压输电等众多场合中具有潜在的应用价值。

然而,甚高压二极管一般主要应用于电流在 100A 以上的情况中。这就要求芯片面积在 1cm² 等级范围内,考虑到目前存在的 SiC 晶体衬底的不完整性(例如:螺旋和边缘位

错，低角度晶界和层积缺陷或者残留杂质等）等晶体缺陷问题，此类甚高压二极管的商业化生产必须在解决了这些晶体缺陷问题以后才有可能。另一方面，由于晶体缺陷的产生和移动导致的复合作用而引起的 PN 结器件性能的长期退化问题，数年前就受到了关注，而在相同级别的 BJTs 中却没有发现这样的现象，有可能近来材料生长方面的改进减少了这类问题的出现，但是这类涉及 PN 结长期稳定性的物理机理还必须结合 SiC 晶体材料的制备和 SiC 的 PN 结工艺继续进行研究 and 探索。

2.3 SiC 功率开关器件

在其他各类 SiC 功率开关器件中，SiC 的 MOSFETs、JFETs、双极结型晶体管和晶闸管都已经得到了实验论证（见表 2.9-4 和图 2.9-16）。由于较低的沟道迁移率，4H-SiC MOSFETs 的通态电阻特性较差。然而，最近利用 6H-型和 15R-SiC 以及 (1120) 或 (0338) 表面型 4H-SiC 制造出的 MOSFETs 表现出较为吸引人的特性。基于 6H-SiC 的双面离子注入型 MOSFETs 拥有 30 倍于 Si 材料的理论特性极限值： $U_B = 1.8\text{kV}$ ， $R_{ON} = 46\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ 。有文献提到了一种基于 4H-SiC 的静电沟道延伸 MOSFETs，利用积累 MOS 门和 P-N 结门，其阻断电压达到 5.0kV，导通电阻为 $88\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ 。此外，利用积累型 MOS 门器件能制造出阻断电压最高达 6.1kV 的 SiC 开关器件。目前 SiC MOSFETs 的主要技术挑战集中在沟道迁移率和氧化物稳定性的改进上。

结型场效应晶体管 JFETs 是一种不含任何肖特基或 MOS 接触的常通的单极性器件，它们比较适用于对常通特性要求不是十分苛求的场合。有的文献提出了目前垂直型 JFETs 中特性最好的基于多数载流子工作的 SiC 开关器件，其阻断电压达到 3.5kV，通态电阻为 $26\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ 。这类 JFETs 以共射共基形态与 Si MOSFETs 相连构成一个具有常关特性的模块。SiC JFETs 结合了低通态电阻、快速开关以及出色的毫秒级的短接容许时间的优点。

近年来，SiC 双极型结型晶体管 (BJTs) 也得到了发展，阻断电压为 1.6kV 的 SiC BJTs 其通态电阻仅为 $4.5\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ 。由于 SiC BJTs 的漂移层较薄，所以 BJTs 兼有低通态电阻和快速开关的特点。大部分 SiC BJTs 都有外延生长发射区，其普通的发射极电流增益范围在 10~50 之间。与 FETs 相比，BJTs 的主要缺点是驱动电路复杂及电流增益较低。有文献提到了一种电流增益 (β) 超过 60、阻断电压达 1100kV 的 SiC BJTs 器件。在脉冲模式下，电流增益略高于 90。

表 2.9-4 近来 SiC 场效应晶体管的通态电阻及阻断电压

器 件	U_{BD} (kV)	R_{ON} ($\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$)	U_{BD}^2/R_{ON} (MW/cm^2)
U 型 MOSFET	1.4	15.7	125
D 型 MOSFET	1.8	46	70
SIA 场效应晶体管	6.1	732	51
RESURF 型 MOSFET	1.3	160	10.5
U 型 MOSFET	3.3	199	57
D 型 MOSFET	2.4	42	137
SE 型 MOSFET	5	88	284
累积型场效应晶体管	0.5	22	13
D 型 MOSFET	10	123	813
U 型 MOSFET	5	228	109

续表

器 件	U_{BD} (kV)	R_{ON} ($\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$)	U_{BD}^2/R_{ON} (MW/cm^2)
U 型 MOSFET	1.6	50	51
D 型 MOSFET	2	10.3	388
结型场效应晶体管	5.5	218	139
SE 结型场效应晶体管	5	69	362
V 结型场效应晶体管	3.5	25	490
	2	70	57
	1.7	2.77	1043
	11	130	931
结型场效应晶体管	1	3.6	278

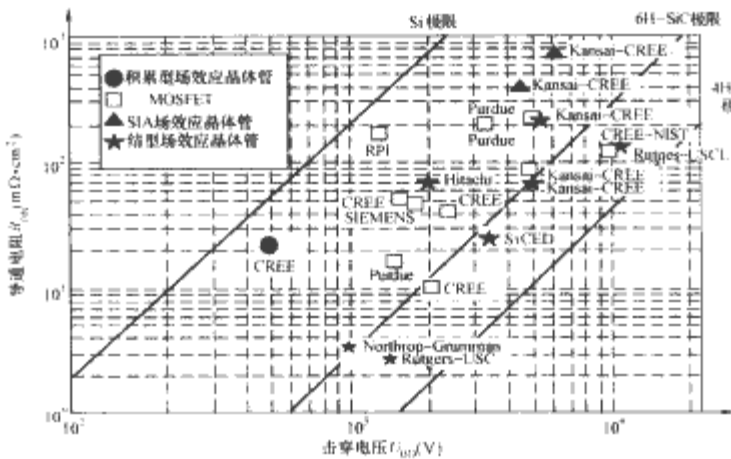


图 2.9-16 SiC FETs 的精确通态电阻和阻断电压的关系

有文献报导了 3.1kV 阻断电压、12A 关断电流的 SiC GTO 器件。但是，与 PN 结二极管类似，闸流晶体管的制作需要使用大尺寸的 SiC 单晶片，只有在改进了 SiC 材料质量的前提下，才可能表现出其商业量产潜力。表 2.9-5、图 2.9-17 和图 2.9-18 罗列了当前 SiC 双极型晶体管及 GTO 的通态电阻、阻断电压以及电流增益。

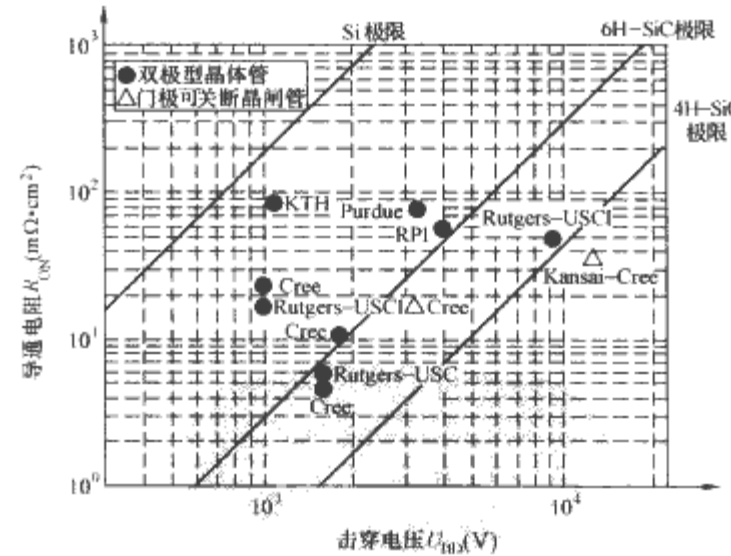


图 2.9-17 SiC 双极型二极管的通态电阻与阻断电压关系

表 2.9-5 近来 SiC 双极型晶体管的通态电阻及阻断电压

器 件	U_{BD} (kV)	β	R_{ON} ($\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$)	U_{BD}^2/R_{ON} (MW/cm^2)
双极型晶体管	1.8	20	10.8	300
双极型晶体管	3.2	15	78	131
双极型晶体管	1	32	17	59
双极型晶体管	9.2	7	49	1727
双极型晶体管	1	40	22.5	44

续表

器 件	U_{ESD} (kV)	β	R_{ON} ($\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$)	$U_{\text{ESD}}^2/R_{\text{ON}}$ (MW/cm^2)
双极型晶体管	1.6	7.1	5.7	493
双极型晶体管	1.6	40	4.5	569
双极型晶体管	1.1	64	85	14
双极型晶体管	4	9	56	286
门极可关断晶闸管	3.1	—	16.6	579
门极可关断晶闸管	12.7	—	35.2	4582

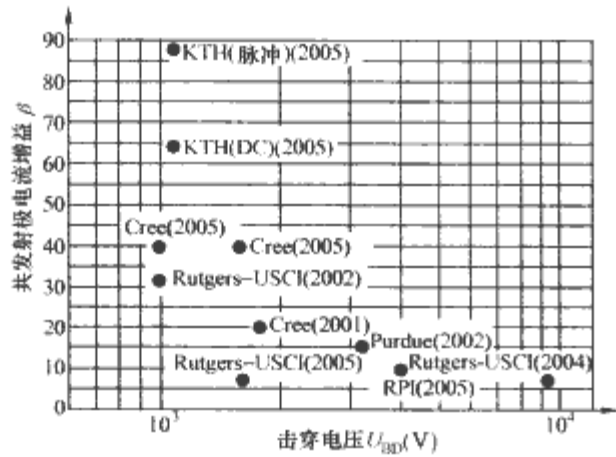


图 2.9-18 SiC BJTs 的发射极电流增益与阻断电压关系

3 功率集成芯片和集成模块

由于大规模集成电路的迅速发展, 20 世纪 80 年代后期国际上出现耐压 500V 的高压集成电路 (HVIC) 和智能化的功率集成电路 (Smart Power IC, SPIC)。结合微电子中 SOC 和智能功率集成电路的发展, 近年来又提出了 PSOC (Power System on Chip), 即将电源、传感器、控制电路、驱动电路和功率电路集成在同一块芯片上, 形成具有完整功能的小功率 (100W 以下) 单片功率系统。在较大功率 (数百瓦到几十千瓦) 的系统中为了解决散热和隔离的难题, 多芯片封装的系统集成模块 PSIP (Power System in Package) 近年来得到迅速发展。随着集成和多功能性需求的不断增加, 无论是通过单片系统 (PSOC) 或者是系统级封装 (PSIP) 实现的, 都将推动先进的功率、内存、模拟和数字功能混合信号处理系统集成技术不断发展。

3.1 智能功率管理集成电路和 PSOC

众所周知, 目前笔记本电脑中使用的系统级功率管理可以关断不用的电路来节约电池消耗功率, 在功率管理应用中, 诸如减小手机输出功放驱动电流、根据器件温度减小电池管理芯片的充电电流等这些智能功率管理集成电路, 已经在硬盘驱动电机控制器、功率调整器以及数字音频功放中得到了应用。

在这些智能功率管理集成电路中, 为了将混合信号模拟和功率器件集成在同一块芯片上, 元器件的布局 and 安排是非常复杂的工作, 技术难度也很高。芯片上需要集成的元器件通常要包括: 逻辑和模拟 CMOS、双极晶体管、存储器、二极管电阻、电容、高压 CMOS 和输出级功率器件等。其中的功率器件必须具有宽的工作范围, 支持高压和大电流应用。

根据应用要求, 目前的功率管理 IC 分成三类:

(1) 低压功率 IC。高模拟和数字密度、降低了通态电阻和结电容的新型功率器件是这类低于 20~30V 工作电压芯片的关键驱动力。对于给定的击穿电压 (BU), 这类型的

IC 中功率器件的关键指标是 R_{sp} (导通电阻) 和 Q_{g} (总的结电容)。在过去的 15 年当中, LDMOS 器件发展的突破是如何降低给定电压下的 R_{s} 。开关电源、VRM 都是这类功率管理低压功率 IC 的应用实例。

(2) 中压功率 IC。这些芯片电压等级 $< 100\text{V}$ 。这些芯片需要适当的高逻辑和模拟电路及改善了功率密度和高稳定性的功率器件。对这些类型的芯片而言, 主要考虑增加了功率密度的功率器件。自动化 IC、打印机电动机控制 IC、数字音频 IC 是中压功率 IC 的应用实例。

(3) 高压功率 IC。电压要求 100V 以上的功率 IC 归于高压功率 IC。最高耐压是这类 IC 的关键要求。主要应用包括高显示驱动, 电子镇流器控制器等。高压功率 IC 通常包括两类:

1) 高度集成模拟和数字功能, 电压范围在 100~600V 之间的 IC。对于集成芯片, 由于厚膜 SOI 技术变得更经济, 高压技术近期更趋向于采用 SOI 技术以得到高压能力。

2) 低集成模拟和数字功能的 IC。这类 IC, 无论单芯片或者多芯片模块一般典型的电压等级是 100~1200V, 它得益于封装技术的改善, 以及散热性能和高压器件物理性能的提高。

过去的几十年, 随着模拟、数字和功率功能集成化的迅速发展, 当这类集成 IC 工艺技术变得成熟时, 关注的焦点已开始转移到将存储器, 甚至微电子机电系统 (MEMS) 都集成到混合信号系统中。可望新器件设计和未来半导体集成工艺的进一步发展, 将促使智能功率管理集成电路和 PSOC 技术上升到更高的层次。

3.2 功率集成模块

功率模块包括功率器件模块和功率集成模块两种, 前者又分硅晶闸管模块和全控型功率器件 (功率 MOSFET, IGBT, IEGT 等) 模块, 其中硅晶闸管模块所采用的封装工艺通常称为“后道”工艺, 相对比较简单, 这里不予讨论, 而全控型功率器件模块涉及到的封装工艺则与现有的 IC 的封装工艺有许多相似之处: 为多块易碎的芯片提供机械上的支撑、散热, 以及使其免受外部环境的影响、实现芯片之间和他们电极的互联等。但是, 它与现有的 IC 的封装工艺也存在着重要的区别: 功率器件芯片一般需要承受相当大的电流/电压应力和传递较大的功率, 因此也就要求它们具有较大面积/体积的互联和采用更有效、更可靠的散热方式。最近十几年, 引线键合在功率器件封装工艺中一直是主流的技术, 然而, 在高压/高电流应用中, 电流、电压的超负荷、引线间的寄生耦合效应、粗直径金属线超声焊接所造成的芯片机械损伤等问题正日益引起人们的注意, 在制造硅晶闸管和可关断晶闸管中普遍采用的全压接工艺已被人们应用到全控型功率器件模块的制造中, 由于消除了内部引线 and 采用双面散热, 模块的可靠性得到提高。

然而, 功率集成模块制造所涉及到的技术就十分复杂了。因为, 功率集成模块需要将若干块功率器件的裸芯片、控制电路的裸芯片 (包括 μP , CPU, DSP 芯片等)、接口、保护电路的裸芯片及表面贴装元件等, 用多芯片封装技术可靠地集成在同一块 (二维) 或几块 (三维) 导热、绝缘良好的基板上, 最后将它们通过先进的互连技术封装在同一个模块内, 从而构成一个独立、完整的中小功率、标准化的智能功率集成系统 (又称功率集成模块 Power System in Package——PSIP)。二维多芯片封装技术涉及到的技术问题与全控型功率器件模块涉及到的十分类似, 但是还必须考虑主电路

与控制电路的寄生耦合、EMI 等与布线设计密切相关的一些问题。

PSIP 的最主要挑战是如何有效地将热量从芯片中散发出去。过去是将散热器贴在封装表面,通过散热器散热,散热器占了大量的体积。现在封装的散热途径是从封装底部利用直接热传导经硅片,通过硅片压点、引脚、焊接点到衬底板铜皮,因此衬底板成了散热器。

对于衬底板充当散热器的 PSIP 模块,要求系统设计者提供可以将热从封装体散到较大面积的热传导和热扩散平面。因此热量可以通过对流和辐射,或者经过特定的热连接进一步传导到系统级底盘散掉。如果系统设计不当,导致用于对流和辐射的铜皮面积或者其他途径的热传导不够,或者高功率元件的位置和空间摆放不当导致产生局部热点都会导致 PSIP 模块过热损坏。为此,必须建立系统级的热模型,精确估计与衬底板热耦合在一起的封装的整体发热情况,仅根据从结到环境的热阻去估计结温的计算方法是不够充分的。

要在 PSIP 模块中得到更高的封装密度,可以应用层叠式(三维)封装结构。这种方法的主要问题是封装的功率密度有可能增加到超过衬底板的散热容量。更好的设计方法是将高功率损耗器件单独封装出来,而将剩下包括逻辑控制、存储或者其他功耗较低的功能模块采用层叠式封装。高功率损耗元件必须放置于层叠式封装的底部,使其可以直接经过热传导途径散到封装外部的 PCB。

三维多芯片封装技术涉及到的技术问题则更为复杂。为了提高功率集成模块的电、热特性,并有效地减小模块的体积,人们都在致力于无引线三维封装方法的研发,其中有些技术是由倒装芯片(Flip-Chip)封装工艺发展而来的,主要有 Fairchild 公司的球栅阵列封装的(BGA) MOSFET 及 IR 公司的 Flip FET 多芯片封装技术,裸片直接粘结在衬底上,不但能承受高电流,而且改善了散热性能。然而,大面积的芯片与衬底的粘结面以及更薄的互联层会因热、机械应力的增加,对封装器件的稳定性产生不良的影响。

在上述三维多芯片封装结构中,有金属柱互连平行板结构(Metal Post-Interconnected Parallel-Plate Structure-MPIPPS)、凸焊点阵列结构(Stacked Solder Bumping)、凹陷阵列互连(Stacked Solder Bumping-DAI),以及双层液冷直接焊接互联结构(Double-Side Cooled Direct Solder Interconnect)。所有这类结构都是通过基于焊接的制备过程制成的。另一种封装结构是嵌入式功率模块结构(Embedded Power),它和 GE 公司的重叠功率结构相似。

3.2.1 金属柱互连平行板结构(MPIPPS)

基本的金属柱互连平行板结构如图 2.9-19(a)所示,它的工艺流程示于图 2.9-19(b)。首先芯片与 I/O 引脚用 96Sn-4Ag 焊剂一起被粘合在衬底上,用 221℃再流焊。在第二步再流焊过程中,用容易熔化的 Pb-Sn 焊剂,将铜柱粘合到结合区,用 183℃再流焊。在第三再流焊过程中,用 In-30Pb 焊剂将最顶端的铜板直接粘合到下板,用 175℃再流焊。另外其后的步骤就是散热片的安装和门极驱动器控制电路的集成。

引线消除明显地降低了互联所造成的自感。一根键合引线通常有 6~16nH 的寄生自感,而一个铜柱仅仅有 1.27nH。即使用并联的键合引线,其自感仍然两倍于铜柱。其外,铜柱能够用机械加工,以此实现和芯片键合表面的接触面积最优化,最终实现减小总自感的目的。

MPIPPS 设计的一个主要目的就是为了提高封装的散热

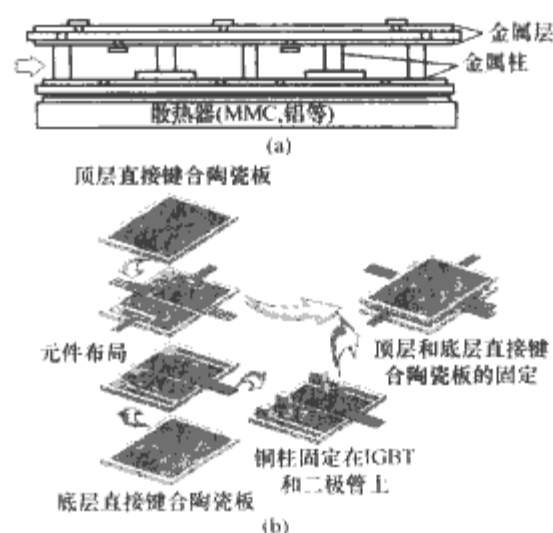


图 2.9-19 基本金属柱互连平行板结构模块及其工艺流程示意图

(a) 基本的金属柱互连平行板结构模块;
(b) 金属柱互连平行板结构模块工艺流程

能力,以降低器件的工作温度并允许器件之间的间隙更小,有利于提高功率密度。温漂的减小也可以延长器件的热疲劳寿命,而减小温漂是通过减小大面积接触面的热应力来实现的,其手段是选择具有优良热传导性以及能匹配功率器件芯片的温度膨胀系数的材料。首选的衬底材料是氮化铝(AlN)直接铜结合衬底,而其良好的机械和热性能是三氧化铝以及氧化铍所不具备的。AlN 的热传导能力是其他两种材料的 10~15 倍,而弯曲强度却只是三氧化铝的 50%~75%,更重要的是 AlN 的温度膨胀系数和硅更接近。

MPIPPS 模块的热模型及引线接合封装模块性能对比表明,应用在 MPIPPS 模块中的 IGBT 芯片最高结温比引线接合封装模块中的 IGBT 芯片降低 17℃。MPIPPS 模块的热模型显示出那些柱结点在热力和功率循环的条件下极易导致失效。基于这个发现,具有较低温度膨胀系数和较高温度下的抗蠕变性能的金属或焊料就由于其更高的稳定性而备受青睐。

3.2.2 凸焊点阵列技术

凸焊点阵列技术应用了已有的焊球形成过程工艺,但与其又有一些重要的区别。一般的翻转芯片互联只用单次再流焊过程来制作一个焊球,而凸焊点阵列技术则包括附加的焊料沉积、几步再流焊过程,利用了几种不同熔点的合金最终形成迭起的凸焊球结构。这个制作过程看似很复杂,但却给控制焊球接合点的高度和形状提供了可能性,同时也保证了表面安装技术的兼容性。靠近裸片的内焊帽是由无铅的 Sn-3.5Ag 合金制成,其熔点为 221℃。中间的凸焊盘由 Pb-10Sn 焊球制成,其熔点为 268℃。而靠近衬底的外焊帽由极易熔的铅锡合金(Sn-37Pb)制成,其熔点是 183℃。三重接合点的高度范围为 0.5~1.25mm。装配需要两次再流焊:一次是在 250℃时用无铅合金,另一次在 210℃用极易熔的铅锡合金。一个具有沙漏形状接合点的凹陷焊盘器件芯片在安装前的结构如图 2.9-20(a)所示,而安装在柔性衬底上的倒装器件芯片(Flip-Chip on Flex-FCOF)在填充空隙前的结构则如图 2.9-20(b)所示,用这种技术可以得到较高的支架高度。图 2.9-21(a)是在智能功率模块中实现 FCOF 的示意图,图 2.9-21(b)是用倒装芯片的半桥 FCOF 智能功率模块示意图。取决于焊球和粘合点的相应大小以及焊料数量的分配,这种结构的连结点可以是沙漏状的也可以是桶状的,如图 2.9-22 所示。沙漏状比球状焊球具有更高的可靠性。

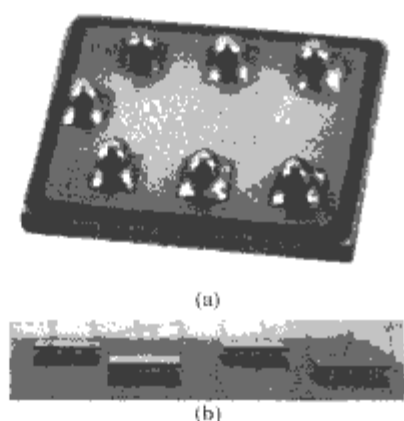


图 2.9-20 凸焊点阵列技术示意图
(a) 一个具有沙漏形状接合点的凹陷焊盘器件芯片在安装前的结构示意图；(b) 安装在柔性衬底上的倒装器件芯片在填充空隙前的结构示意图

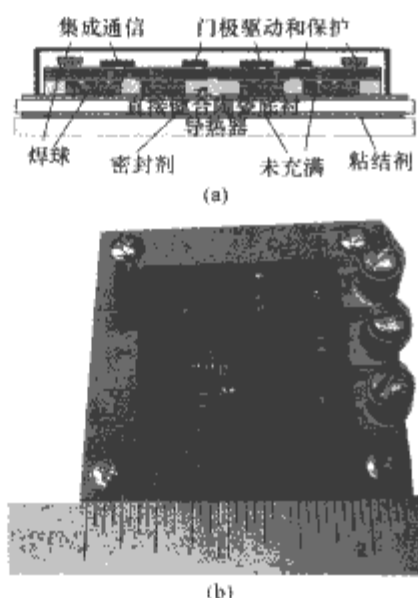


图 2.9-21 凸焊点阵列技术应用于功率模块示意图
(a) 智能功率模块中实现 FCOF 示意图；
(b) 用倒装芯片的半桥 FCOF 智能功率模块

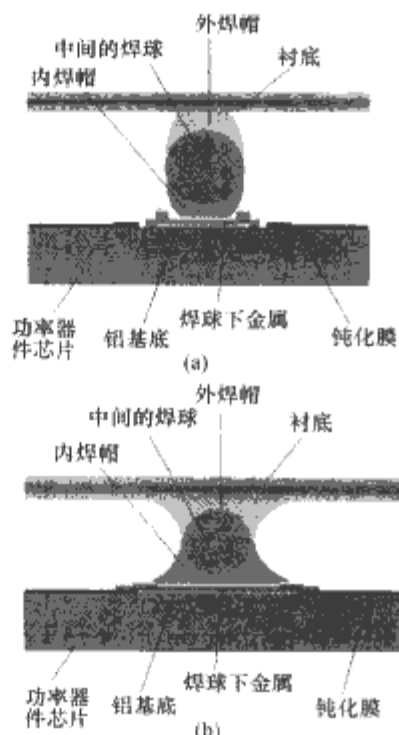


图 2.9-22 叠层的焊球接合结构
(a) 三层桶状；(b) 三层沙漏状

对一个 FCOF-IPEM 模块和一个引线接合的 Semikron 模块分别做连续的开关实验，结果如图 2.9-23 所示，显示

出 FCOF-IPEM 模块具有更小的电压过调量。这是由于在 FCOF-IPEM 模块的多层凹凸焊盘工艺的芯片上的电路接合处，以及大面积的接触面上使用了较小的接合点，减小了寄生电感。

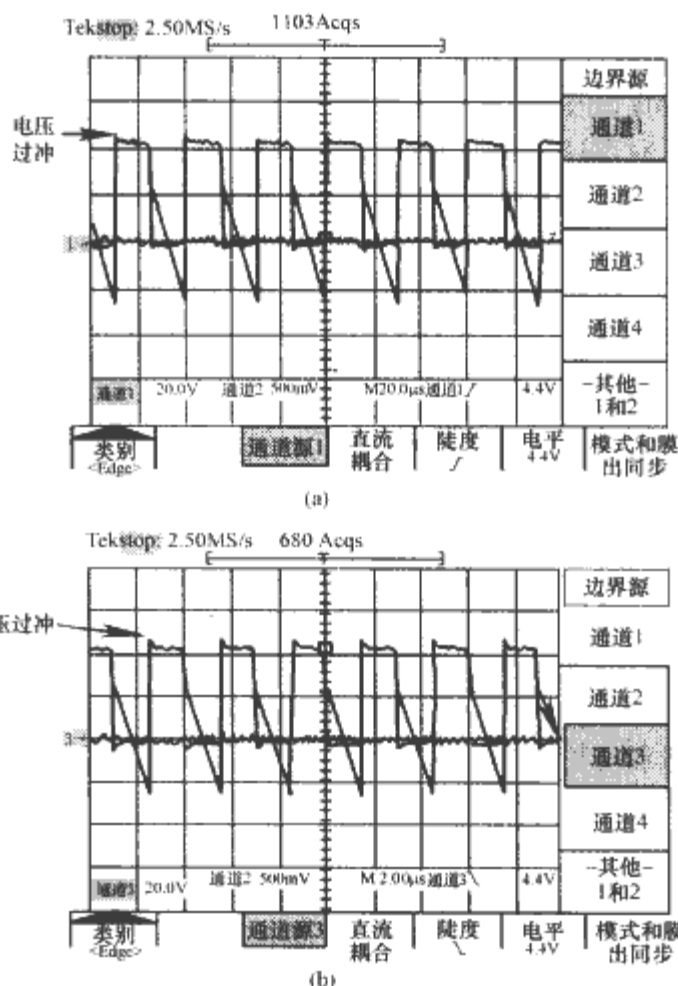


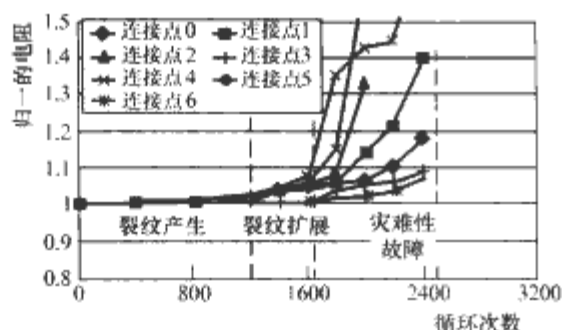
图 2.9-23 连续开关试验结果
(33kHz, 42V 直流母线电压)

(a) 倒装芯片 IPEM；(b) Semikron 引线键合 IPEM

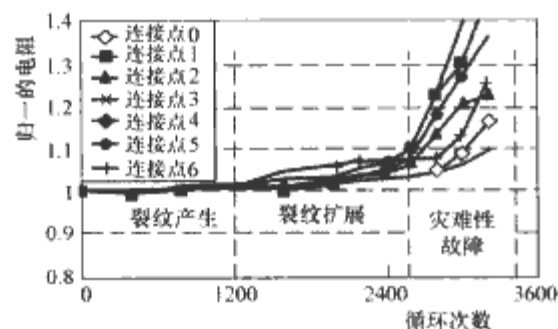
加速温度循环测试 ($-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$) 说明了三重桶形接合点比单一凹凸桶形的焊接点具有更高的稳定性。电阻与温度循环测试次数图如图 2.9-24 所示，若以 20% 的阻值增加作为失效的判据，它们的平均值试验结果列于图 2.9-25。测得的疲劳寿命分成三段，分别称为裂纹产生、裂纹扩展和灾难性事故。裂纹产生阶段的特点是电阻非常缓慢地增长 ($<5\%$)；在裂纹扩展阶段，电阻增长的速度加快，而灾难性事故阶段则占据了可测电阻增加量的绝大多数。单一凹凸的桶形接合点总的疲劳寿命大约为 2200 个周期，而三重凹凸的沙漏形接合点的疲劳寿命一般可以达到 3500 个周期。单一凹凸的桶形接合点的裂纹开始产生的时间与三重凹凸的沙漏形接合点的裂纹开始产生的时间相当，但比后者低，意味着后者的寿命要比前者增加约 30%~40%。两种桶形接合点裂纹扩展时间类似，约为 1400 个周期，它们均远高于 (约 100%) 简单的桶形接合点的裂纹扩展时间。沙漏形状的接触面和三重凹凸结构的共同作用，使其大约比简单的桶形接合点互联结构的寿命要高出 60%。三重凹凸的沙漏形接合点的疲劳寿命高于单一凹凸的桶形接合点的可以被解释为其具有更长的裂纹产生时间，紧跟着的原因就是其具有更有利的焊料和硅的表层几何关系。更高的三重凹凸的沙漏形接合点的降低了剪切应变和延长了裂纹扩展时间。在三重凹凸的沙漏形接合点中发现的改进可以为接点得到更好的稳定性，但其限制条件就是裸片接合层可能会提前损坏。

3.2.3 凹陷阵列互连

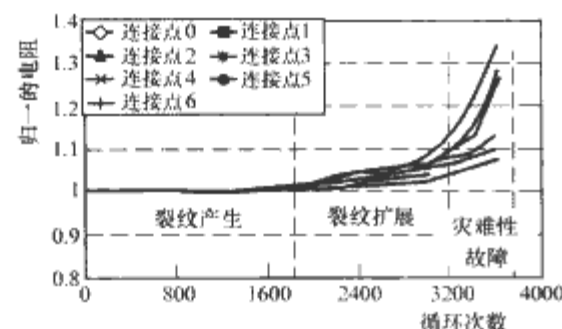
凹陷阵列互连 (DAD) 是另一种用于电力电子模块的三



(a)



(b)



(c)

图 2.9-24 电阻与温度循环测试次数
(a) 单一凹凸桶形的焊点结构; (b) 叠层桶形焊点结构; (c) 叠层沙漏形焊点结构

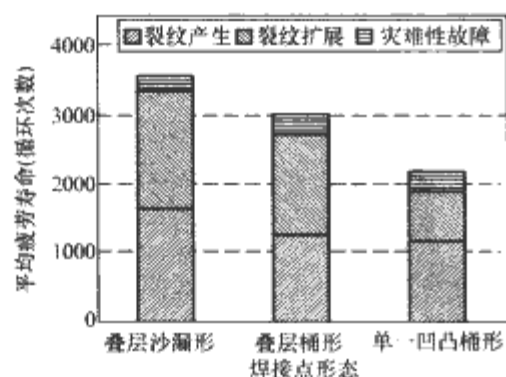
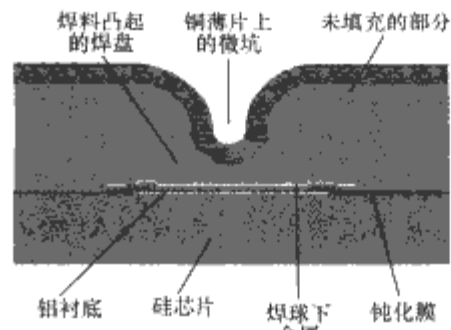


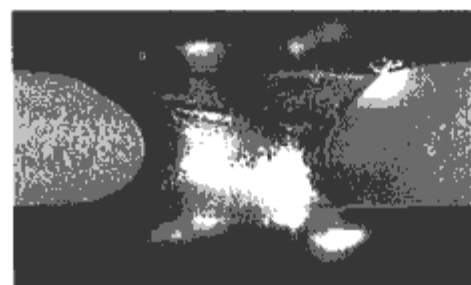
图 2.9-25 在温度循环试验中基于电阻测量各种结构的平均失效寿命

维封装技术,其中电的互连是通过在器件电极和在金属薄片上的预成型的凹陷阵列之间的焊料凸点阵列来完成的。其结果是得到小截面的平面互连,适合于和其他部件的多层集成。这些焊接凸点形成了自然形状为沙漏状的互连接点。前述多层的焊料凸点,沙漏状比桶状在几何形态上更可靠。DAI中单个凹状互连横截面示意图如图 2.9-26 (a) 所示,图 2.9-26 (b) 则是在再流焊后形成的凹陷接合点。沙漏状是通过调整接触点大小和控制锡膏沉积量来得到的。图 2.9-27 (a) 是 DAI 应用于三维集成功率模块的示意图,图 2.9-27 (b) 是功率模块的一部分,其凹陷薄铜片在 IGBT 和二极管上。

在图 2.9-28 (a) 是用凹陷薄铜片作为其顶端接触材料的功率开关模块实物图,图 2.9-28 (b) 是该模块在 600V/50A 条件下的开关测试结果,产生了 60V 的电压过调量,



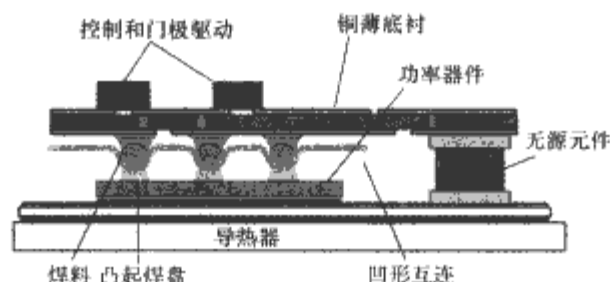
(a)



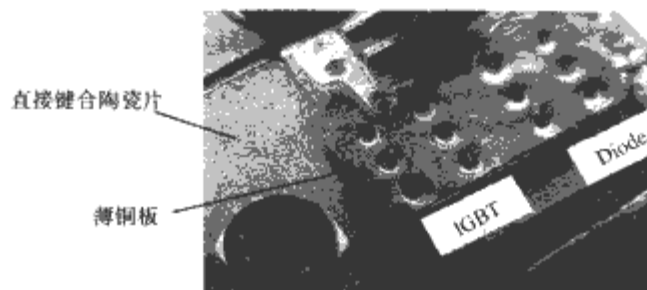
(b)

图 2.9-26 凹陷阵列互连结构示意图

(a) DAI 中单个凹状互连横截面示意图;
(b) 再流焊后形成的凹陷接合点



(a)



(b)

图 2.9-27 DAI 的应用

(a) DAI 应用于三维集成功率模块的示意图; (b) DAI 半桥功率模块部分表明凹陷薄铜片覆盖在 IGBT 和二极管上

这比现在商用的引线接合封装技术制造的相同规格的要低很多,开关功率损失同样也降低了,这反映出凹陷焊接结构具有更小的寄生自感。

铜作为薄凹陷铜片的首选材料主要是因为它结合低价、易塑性、高的电传导能力和热传导能力这些优点。然而,没有适合的掺入材料或者结构,铜会造成例如由温度膨胀系数与硅严重的不匹配所导致的互连问题。温漂取典型值 100℃ 时,焊点上的切应力和压力大约分别为 153MPa 和 0.013MPa。而对于极易熔的 Sn-Pb 合金焊料,一般产生的切应力约为 43MPa,而在这里其最大切应力仅为 21.5MPa。在用受控的塌落接合技术产生的接点中,由于压力集中在芯片上大斜角的接点边缘,情况变得更加糟糕。在 DAI 结构中,小斜角的焊点以及硅表面缓解了压力过分集中的情况,并且延长了裂纹产生时间。在阵列焊点的区域,增加了衬底的弹性,增加了焊点的高度,填充气隙这些措施有效地提高

了DAI接点的可靠性。接点几何结构的变化从桶状到沙漏状，并在焊点颈的中部结合了一个中空的铜指，也将集中的压力从裸片和焊点接合处转移出来，这造成了裂纹首先出现在凹陷铜片下部的接点中部。

将DAI与控制塌方键合（Controlled Collapse Bonding-CCB）接点用热循环试验对比，发现DAI的可靠性更加优异。在 $-55^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$ 的温度循环中，大多数CCB接点在35个周期后就表现出电阻的剧烈增加。若把裂纹开始产生时间作为试验结束的标准，DAI接点的疲劳裂纹产生时间为110个周期，而在相同条件下，CCB接点却只有8个周期。大约30%的CCB接点在电路开环条件下，可以运行135个周期，在同样在电路开环条件下，40%的DAI接点可以运行345个周期。然而，这些运行周期数却明显低于那些常规的电路板级的IC和倒装芯片，因为它们能够运行几百个周期。其原因是在试验结构中铜和硅之间的温度膨胀系数不匹配。

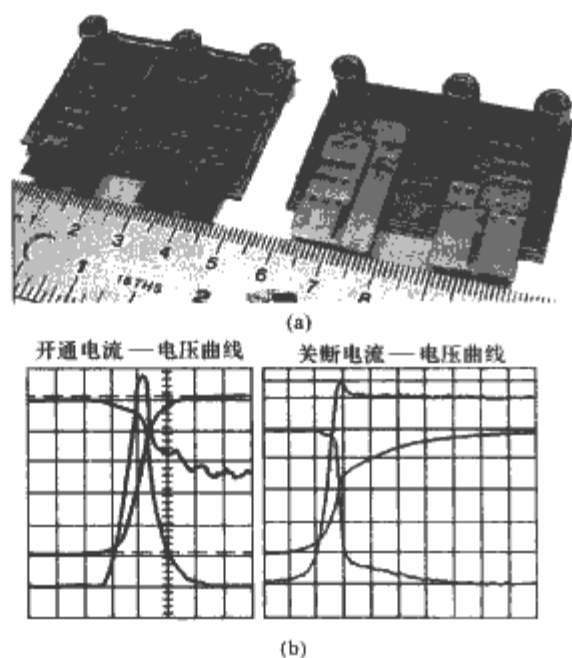


图 2.9-28 用凹陷阵列互联工艺组装的功率开关模块及其电特性

(a) 实物图；(b) 模块工作于 600V/50A 开关测试结果

3.2.4 直接焊接互连

从纯粹的电气和热力学特性观点来说，直接焊接（DS，Direct Solder）互连技术应该是最理想的三维封装技术。在这种技术中，器件被接合在两块衬底之间，而这两块衬底敷以再流焊焊料，覆盖了裸芯片两面大面积毗邻区域。器件仅有 3 个连接端子——源、漏、栅极，它们可以通过简单的制造工艺制作。焊接层的厚度主要由分布在衬底可焊接表面上的焊锡膏数量所决定。用氧化铝 DBC 和无铅焊料（Sn-3.5Ag-0.7Cu）并通过一次的再流焊工艺制成的封装。虽然大的接触面积可以承受较大的电流和更优秀的散热能力，但在运行过程中循环加载情况下，由于温度变化，部件之间的

温度膨胀系数不匹配会造成故障。普遍观测到的故障模式是在焊点和裸片接触面上产生裂纹。而在裸片两面较薄的焊接层则比较不容易导致应力的产生。

3.2.5 三维封装技术的对比

对于上述这些三维封装技术显然不能轻易地进行直接比较，因为它们是为了实现不同功能所设计的。例如，当要得到尽可能大的电流承受能力，那么具有较大接触面积的直接焊接技术就成为了首选。然而，大电流的承受能力是以牺牲可靠性为代价的，因此，它可能会在相对较小的器件中先得到应用。凸焊点阵列技术和倒装芯片球状阵列互连技术具有相同的结构，可以使用相同型号的设备来制作，因此这项技术比较容易得到实行。由于其是离散互连技术，它具有更高的可靠性但却牺牲了电流承受能力，因为其接触面积很小。MPIPPS 互连技术消除了一级互连，即裸片的封装，形成了裸片和模块的直接互连，使得它比引线接合互连使用更少的接合点，显然利于模块的制造和提高铜柱的支架高度，并使得其他三种方案无法使用的流通水冷系统得到应用。DAI 和凸焊点阵列结构能形成沙漏状接触面，以改善可靠性，所以有潜力达到焊球的疲劳寿命。

为适应高功率密度、较高电压和功率、高可靠性、低 EMI 的应用，近年来国际上对多芯片封装（MCM）功率集成模块的研究也非常活跃。由于功率集成模块将功率器件、控制、传感、保护等外围集成电路芯片均封装在一个集成模块中，而且处理的功率较大，功率集成模块的有效散热是一个十分重要的问题。

在用于电能变换的功率模块的封装技术领域，向多功能小体积和活性封装的趋势将会继续。人类将会继续为寻求具有更高功率处理能力和更有利于集成的方向努力，如图 2.9-29 所示，为了达到更高的功率处理能力，一些新的结构的概念将成为未来的趋势，这种概念以很强的热传导率和集成新的绝缘材料（高达 $20\text{W}/(\text{K}\cdot\text{cm})$ 的热导率）为特征。

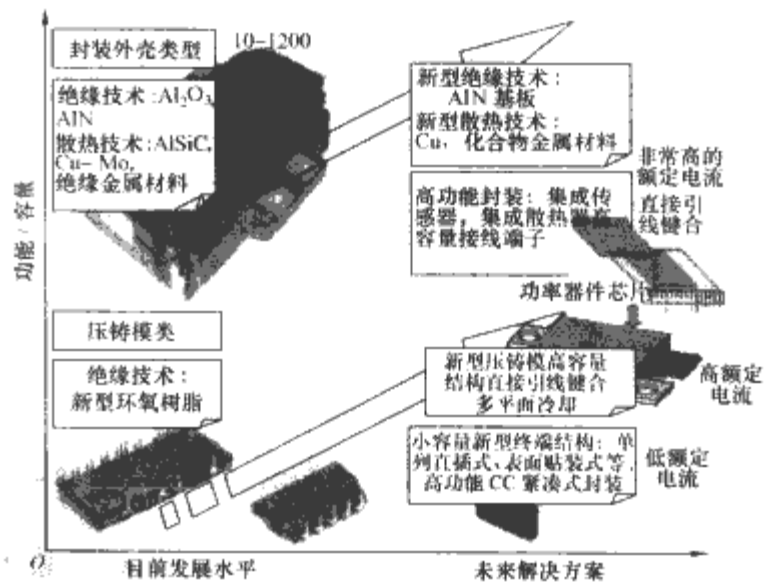


图 2.9-29 功率半导体模块封装技术的未来发展

参考文献

- [1] 张为佐. 略论电力电子学. 电力电子技术, 2001(2).
- [2] 张为佐. 微电子技术和电力电子技术. 中国电工技术学会电力电子学会第三届年会论文集, 1986.
- [3] 张为佐, 白继彬. 电力电子技术发展的新动向. 电力电子技术, 1996(4).
- [4] 聂代祚. 电力半导体器件. 北京: 电子工业出版社, 1994.
- [5] 刘刚, 余岳辉, 史济群. 半导体器件—电力、敏感、光子、微波器件. 北京: 电子工业出版社, 2000.
- [6] 陈治明. 电力电子器件基础. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [7] 秦贤满. 电力半导体器件标准应用指南. 北京: 中国标准出版社, 2000.
- [8] 王兆安, 张明勋. 电力电子设备设计及应用手册. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [9] 中国标准出版社. 电力半导体器件和电力变流器标准汇编 1. 北京: 中国标准出版社, 1987.
- [10] 维捷斯拉夫·本达, 约翰·戈沃, 邓肯 A·格兰特. 功率半导体器件—理论及应用. 吴郁, 张万荣, 刘兴明, 译. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [11] 李宏. 电力电子设备用器件与集成电路应用指南第一册. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [12] 华伟, 周文定. 现代电力电子器件及其应用. 北方交通大学出版社, 2002.
- [13] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. IGBT 和 IPM 及其应用电路. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [14] 张立, 赵永键. 现代电力电子技术器件、电路及应用. 北京: 科学出版社, 1992.
- [15] 林渭勋. 现代电力电子电路. 浙江大学出版社, 2002.
- [16] Muhammad H. Rashid. 电力电子技术手册. 陈建业, 杨德刚等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [17] 浣喜明, 姚为正. 电力电子技术. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [18] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 第 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [19] 邓宇航. IGBT 集成驱动电路及其功率扩展. 电子器件, 2005, 28(3): 539-541.
- [20] 朱方明, 余建刚. 有源功率因数校正技术原理及应用. 现代电子技术, 2002(10): 40-42.
- [21] 张艳红, 阮立飞, 叶生. 一种宽电压输入单位功率因数变换器的设计. 电工技术杂志, 2001(2): 45-47.
- [22] Gabriel A. Rincon. Voltage References. IEEE press, 2002.
- [23] 张青波, 宋寅卯. 高精度锂电池监测芯片 DS2762 的原理及应用. 国外电子元器件, 2004, 6: 37-39.
- [24] 吴忠. 单片 CCFL 控制器改善大屏幕 LCD TV 的图像质量. 国外电子元器件, 2005(10): 75-77.
- [25] 王凤岩, 许建平, 贺明智. 超高亮 LED 的驱动. 电源技术应用, 2005, 8(9): 43-48.
- [26] 大久保聪, 根津桢. 白光 LED 驱动芯片摘英. 电子设计应用, 2005(9): 72-80.
- [27] 颜重光. 低压闪光灯方案. 电子设计应用, 2004(1): 99-100.
- [28] 颜重光. 手机相机的低压闪光灯驱动电路设计及器件选择指南. 电子工程专辑, 2004-11-01.
- [29] 李现兵, 师宇杰, 王广州, 黄娟. 现代电子器件的发展与现状. 世界电子元器件, 2005(5): 24-28.
- [30] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [31] Narain G. Hingorani. Power Electronics Building Block Concepts. Power Engineering Society General Meeting, IEEE, 2003, 3: 1343.
- [32] Steimer, P. K. Power electronics building blocks - a platform-based approach to power electronics. Power Engineering Society General Meeting, IEEE, 2003: 1360-1365.
- [33] Lee F. C., Van Wyk J. D., Boroyevich D., Guo-Quan Lu, Zhenxian Liang, Barbosa P. Technology trends toward a system-in-a-module in power electronics, IEEE Circuits and Systems Magazine, 2(4), 2002: 4-22.
- [34] Van Wyk J. D., Lee F. C., Zhenxian Liang, Rengang Chen, Shuo Wang, Bing Lu, Integrating active, passive and EMI-filter functions in power electronics systems: a case study of some technologies, IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(3): 523-536.
- [35] 田民波, 林金堵, 祝大同. 高密度封装基板. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [36] Jin Onuki, Masahiro Koizumi, Masateru Suwa. Reliability of Thick Al Wire Bonds in IGBT Modules for Traction Motor Drives, IEEE Transactions on advanced packaging, 2000(23): 1.
- [37] Akira Morozumi, Katsumi Yamada, Tadashi Miyasaka, Sachio Sumi, and Yasukazu Seki. Reliability of Power Cycling for IGBT Power Semiconductor Modules, IEEE Transactions on industry applications, 2003(39): 3.
- [38] Xingsheng Liu, Xiukuan Jing, Guo-Quan Lu. Chip-Scale Packaging of Power Devices and Its Application in Integrated Power Electronics Modules. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 2001, 24(2): 206-215.
- [39] Gillot C., Schaeffer C., Massit C., Meysenc L., Double-sided cooling for high power IGBT modules using flip chip technology, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, 2001, 24(4): 698-704.
- [40] Bai J. G., Guo-Quan Lu, Xingsheng Liu. Flip-chip on flex integrated power electronics modules for high-density power integration, IEEE Transactions on Advanced Packaging, 2003, 26(1): 54-59.
- [41] Takahashi Y., Yoshikawa K., Soutome M., Fujii T., Kirihata H., Seki Y., 2.5 kV-1000 A power pack IGBT (high power flat-packaged RC-IGBT) IEEE Transactions on Electron Devices, 1999, 46(1): 245-250.
- [42] (美) Philip E. Garrou, Iwona Turlik. 多芯片组件技术手册. 第 2 版. 王传声, 叶天培等, 译. 北京: 电

- 子工业出版社, 2006.
- [43] Philip E. Garrou, Iwona Turlik. Multichip Module Technology. New York: McGraw-Hill, 1998.
- [44] Gerald L. Ginsberg, Donald P. Schnorr. Multichip Modules and Related Technologies. New York: McGraw-Hill, 1994.
- [45] James J. Licari. Multichip Module Design. Fabrication and Testing. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [46] T. Sudo. Present and future Direction for Multichip Module Technologies, IEE Trans. Electron. , 1995.
- [47] C. C. Chao, et al. Multilayer Thin-Film Substrate for Multichip Packaging. Proc. 38th EIA/IEEE Electron. Compon. Conf. , Los Angeles. 276, May 1988.
- [48] F. Milashiro, et al. High Thermal Conductivity AlN Ceramic Packages and Substrate. IEEE Trans. CHMT, 1990, 13: 313.
- [49] A. Schiltz. A Review of Planar Techniques for Multichip Modules. IEEE Trans. CHMT, 1992, 15: 236.
- [50] R. H. Clark. Handbook of printed circuit manufacturing. New York: VAN Nostrand Reinhold Company, 1985.
- [51] Dave S. Steinberg. Cooling Techniques for Electronic Equipment. 2nd ed. New York: Wiley, 1991.
- [52] 陈治明, 王建农. 半导体器件的材料物理学基础. 北京: 科学出版社, 1999.
- [53] (美)施敏主编, 刘晓彦等译. 现代半导体器件物理. 北京: 科学出版社, 2001.
- [54] 国家新材料行业生产力促进中心, 国家半导体照明工程研发及产业联盟. 中国半导体照明产业发展报告(2005). 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [55] M. A. Green. Solar Sells. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc. 1982.
- [56] P. T. Mosely and A. J. Crocker. Sensor Materials. Bristol and Philadelphia: Institute of Physics Publishing, 1996.
- [57] 塩寄忠. 半導体セラミックスの応用技術. 日本: 株式会社シーエムシー, 2003.
- [58] B. J. Baliga. The Future of Power Semiconductor Device Technology. Proc. of the IEEE, 2001, 89(6): 822-832.
- [59] B. J. Baliga. Power semiconductor device figure of merit for high frequency applications. IEEE Electron Device Lett. , 1989, 10(3): 455-457.
- [60] T. P. Chow. High-Voltage SiC and GaN Power Device. J. Microelectronic Engineering, 2006, 83(1): 112-122.
- [61] J. A. Cooper. Opportunities and Challenges for Ultra-High-Voltage (UHV) SiC Power Electronics. 3rd ed. International Conf. on Materials for Advanced Technologies & 9th International Conf. on Advanced Materials, invited talk, July 3-8, 2005, Singapore.
- [62] 陈治明, 王建农. 半导体器件的材料物理学基础. 北京: 科学出版社, 1999.
- [63] (美)施敏主编. 现代半导体器件物理. 刘晓彦等, 译. 北京: 科学出版社, 2001.
- [64] 国家新材料行业生产力促进中心, 国家半导体照明工程研发及产业联盟. 中国半导体照明产业发展报告(2005). 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [65] M. A. Green. Solar Sells. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc. 1982.
- [66] P. T. Mosely, A. J. Crocker. Sensor Materials. Bristol and Philadelphia: Institute of Physics Publishing, 1996.
- [67] Van Wyk J. D. Power electronics technology at the dawn of a new century-past achievements and future expectations. In: Conference record of IPEMC (c), 2000: 9-20.
- [68] Hiromichi Ohashi. Power Electronics Innovation with Next Generation Advanced Power Devices. In: Proceedings of IEEE-INTELEC, 2003(1): 9-13.
- [69] Alex Q. Huang, Nick X. Sun, Bo Zhang, Xunwei Zhou, F. C. Lee. Low Voltage Power Devices for Future VRM. In: Proceeding of 1998 International Symposium on Power Semiconductor Devices & Ics, 1998: 395-398.
- [70] L. Lorenz, H. Mitlehner. Key Power Semiconductor Device Concepts for Next Decade. In: Conference Record of IEEE-IAS Annual Meeting, 2002: 564-569.
- [71] 陈星弼. 新进展-复合缓冲(CB)耐压结构: 中国, ZL91 1 1845. X(1991), U. S. PAT. NO. 5, 216, 275 (1993).
- [72] Lorenz L., Deboy G., Knapp A., et al. CoolMOSTM-a new milestone in high voltage power MOS. Proc. PCIM 98 Nürnberg.
- [73] Deboy G., März M., Stengl J-P., et al. A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit line of silicon. Tech. Digest IEDM 98, San Francisco, 1998: 683-685.
- [74] CHEN X B., et al. Optimization of the Specific On-Resistance of the COOLMOSTs. IEEE Trans. E. D. 2001. 2, 48(2): 344-348.
- [75] Lorenz L. Power Semiconductors development trends. In: Proc. of IPEMC2006, 2006.
- [76] Gourab Majumdar. Future of Power Semiconductors. In Proceedings of IEEE-PESC, 2004, 1: 10-15.
- [77] Hiromichi Ohashi. Power Electronics Innovation with Next Generation Advanced Power Devices. In: Proceedings of IEEE-INTELEC, 2003(1): 9-13.
- [78] Majumdar G. The future of power devices. In: proc. of IEEE APEC04, 2004.
- [79] Yun C M., et al. A Novel Trench IGBT with Short-Circuit Immunity. In: Proc. of PCIM2000, 2000: 95-98.
- [80] Kitagawa M., Omura I., Hasegawa S., et al. A 4500V Injection Enhanced Insulated Gate Bipolar Transistor (IEGT) in a Mode Similar to a Thyristor. In: Proc. Of IEDM93, 1993: 679-682.
- [81] OTLING M., LEE H S., DOMEIJ M., et al. Silicon Carbide Devices And Processes-Present Status And Future Perspective. In: Proc. Of MIXDES 2006: 34-42.

- [82] H. M. Hobgood, M. F. Brady, M. R. Calus, J. R. Jenny, R. T. Leonard, D. P. Malta, S. G. Muller, A. R. Powell, V. F. Tsvetkov, R. C. Glass, and C. H. Carter Jr., Silicon carbide crystal and substrate technology; A survey of recent advances, *Mater. Sci. Forum.*, 457-460, 2004; 3-8.
- [83] Dahlquist F, Svedberg J-O, Zetterling C-M, et al. A 2. 8 kV, forward drop JBS diode with low leakage. *Mater. Sci. Forum.*, Vol. 338-342, 2000; 1179-1182.
- [84] Sugawara Y, Takayama D, Asano K, et al. 12-19 kV 4H-SiC pin diodes with low power loss. *Proceedings of IPSPD 01*, 2001; 27-30.
- [85] Lendenmann H, Dahlquist F, Bergman J P, et al. High-power SiC diodes; Characteristics, reliability and relation to material defects. *Mater. Sci. Forum.*, 389-393, 2002; 1259-1264.
- [86] Peters D, Schoerner R, Friedrichs P, et al. An 1800 V triple implanted vertical 6H-SiC MOSFET. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1999, 46 (3); 542-545.
- [87] Sugawara Y, Asano K, Takayama D, et al. 5.0 kV 4H-SiC SEMOSFET with low R_{onS} of 88 $m\Omega cm^2$. *Mater. Sci. Forum.*, 389-393, 2002; 1199-1202.
- [88] Takayama D, Sugawara Y, Hayashi T, et al. Static and dynamic characteristics of 4-6kV 4H-SiC SIAFETs. *IEEE ISPSD*, 2001; 41-44.
- [89] Friedrichs P, Mitlehner H, Schorner R, et al. Application-oriented unipolar switching SiC devices. *Mater. Sci. Forum.*, 389-393, 2002; 1185-1190.
- [90] Agarwal A K, Krishnaswami S, Richmond J, et al. Evolution of the 1600 V, 20 A, SiC bipolar junction transistors. *Proceedings of the 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs*, 2005; 271-274.
- [91] Domeij M, Lee H-S, Danielsson E, et al. Geometrical effects in high current gain 1100-V 4H-SiC BJTs. *IEEE Electron Device Letters*, 2005, 26 (10); 743-745.
- [92] Ryu S-H, Agarwal A K, Singh R, et al. 3100 V, asymmetrical, gate turn-off (GTO) thyristors in 4H-SiC. *IEEE Electron Device Letters*, 2001, 22 (3); 127-129.
- [93] Calata J N, Bai J G, Liu X, et al. Three-Dimensional Packaging for Power Semiconductor Devices and Modules. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2005, 28(3); 404-412.
- [94] Haque S, Xing K, Lee R-L, et al. An innovative technique for packaging power electronic building blocks using metal posts interconnected parallel plate structure. *IEEE Trans. Adv. Packag.*, 1999, 5, 22(2); 136-144.
- [95] Haque S, Siddabattula K, Craven M, et al. Design issues of a three-dimensional packaging scheme for power modules. *Microelectron. Reliab.* 2001, 2, 41(2); 295-305.
- [96] Liu X, Haque S, and Lu G-Q. Three-dimensional flip chip on flex packaging for power electronics application. *IEEE Trans. Adv. Packag.*, 2001, 2, 24(1); 1-9.
- [97] Liu X, Xu S, Lu G-Q, et al. Stacked solder bumping technology for improved solder joint reliability. *Microelectron. Reliab.*, 2001, 12, 41(12); 1979-1992.
- [98] Wen S, Huff D, and Lu G-Q. Dimple-array interconnect technique for packaging power semiconductor devices and modules. In: *Proc. Int. Symp. Power Devices ICs*, 2001, 6; 69-74.
- [99] Bai J G, Calata J N, and Lu G-Q. Comparative thermal and thermomechanical analyses of solder-bump and direct-solder bonded power device packages having double-sided cooling capability. In: *Proc. 9th Annu. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, 2004, 2; 1240-1246.
- [100] Liang Z X, van Wy J D k, Lee F C, et al. Integrated packaging of a 1kW switching module using a novel planar integration technology. *IEEE Trans. Power Electr.*, 2004, 1, 19(1); 242-250.

第 3 篇 电力电子器件应用基础

主编单位：浙江大学

西安电力电子技术研究所

主 编：陈辉明 白继彬 邓 焰 王正仕 郭永忠

编写人员：陈辉明（浙江大学）

邓 焰（浙江大学）

王正仕（浙江大学）

白继彬（西安电力电子技术研究所）

郭永忠（西安电力电子技术研究所）

第1章 概述

电力电子技术包括电力电子器件、电力电子电路和控制3部分,其中以电力电子器件的制造技术为核心技术。电力电子器件在整个电力电子技术发展过程中占有重要的地位,1956年第一支电力电子器件——晶闸管的发明——标志着电力电子技术诞生,形成了传统电力电子技术;1980年代后,GTR、GTO、MOSFET、IGBT等全控电力电子器件的出现和发展,形成了现代电力电子技术。现代电力电子技术已成为信息产业和传统产业之间的重要接口,它不仅是机电一体化中的一项关键技术,而且也是在广泛应用领域内支持多项高新技术发展的基础技术。

电力电子器件种类繁多,性能特点各不相同。电力电子器件特性与器件内部结构工艺参数有关外,还与器件外部应用条件密切相关。电力电子器件在电力电子电路中应用能否发挥其工作特性,能否实现安全、稳定可靠工作,与器件的驱动电路设计、过电流过电压保护设计、热设计等应用技术直接相关。

驱动电路参数直接影响器件静态和动态特性参数。如场控器件MOSFET和IGBT栅极驱动正、负偏压和栅极串联电阻大小,对器件的通态压降、开关时间、开关损耗、承受短路电流能力以及 du/dt 、 di/dt 等参数都有不同程度影响,且影响的趋势各不相同,不可能都向最佳化的方向变动。因此,在设计驱动电路参数时必须根据器件在实际电路中的工作条件进行最优化的设计。驱动电路除需提供最优化驱动电压(电流)外,一般还需要有提供主电路与控制电路的电隔

离环节。实现电隔离的输入信号耦合方式有磁耦合方式(通过变压器)和光耦合方式(通过光耦和光纤),其中光纤耦合方式不存在磁耦合方式和光耦耦合方式中存在的耦合器件分布参数对信号的传递,因此具有最好的电隔离效果,同时,光纤耦合非常容易实现高电压隔离。

开关缓冲电路可改变电力电子器件开关轨迹、减小开关损耗、抑制器件工作时过电压和 du/dt 或过电流和 di/dt ,对电力电子器件安全可靠运行起着至关重要的作用。

PN结是电力电子器件的核心,无论是SCR、GTR等双极型器件,还是功率MOSFET等单极型器件,其内部均含有PN结,而PN结的性能与工作结温密切相关。因此,各种电力电子器件特性是温度的敏感函数,存在器件允许的最大工作结温和最大耗散功率。器件在实际运行时不应超过结温和耗散功率的最大允许值,否则,不仅器件的特性参数会出现恶化,甚至有可能使器件发生永久性损坏。

电力电子器件各应用技术相互间并不是孤立的。功率MOSFET、IGBT器件的短路电流保护一般在驱动电路中通过检测漏-源极(集电极-发射极)间导通时压降大小来判别器件是否发生过电流,进而实现过电流快速保护。目前已出现多种带信号隔离、过电流保护、欠电压保护等功能的专用集成驱动芯片,为应用带来了极大的方便。在电力电子器件串并联应用中,也可通过控制驱动电路对栅极电容的充电电荷达到改善器件电压、电流分配均衡性。开关吸收缓冲电路同样也可改善串并联器件动态均压、均流效果。

第2章 电力电子器件门极驱动技术

电力电子器件需要在门极驱动电路的推动下才能实现导通和关断。驱动电路的作用是对控制信号进行隔离、放大、电平转换等处理,实现功率器件导通和关断。驱动电路的设计一般应考虑下列要求。

(1) 改善电力电子器件静态性能:驱动电路应保证功率开关器件工作时完全导通或关断。

(2) 改善电力电子器件动态性能:对于同一个功率开关器件,采用不同的驱动波形将得到不同的动态开关特性。因此,驱动电路的设计应该根据功率开关器件的开关性能,努力改善器件应用时的电压电流开关轨迹,以减小开关损耗。

(3) 电隔离的要求:在许多应用场合,要求控制电路与功率电路之间具有电气上的隔离。如在桥式电路中,多个功率器件之间是不能共地的,这时驱动电路需要提供电气隔离的功能,以防止不同电位的功率器件通过公共地线而短接起来。

(4) 过电流保护要求:IGBT、GTR 和 MOSFET 等一些可关断器件,有时把过电流检测与保护电路也一起放在驱动电路中。

(5) 抗干扰性能的要求:电力电子电路通常会产生较强的干扰,因此在设计驱动电路时不仅要考虑电压、电流等电气参数方面的要求,而且还应该考虑抗干扰方面的要求。特别是大功率应用时,更应该采取措施防止器件误导通和误关断。

1 晶闸管的门极触发特性

晶闸管的开通需要通过门极触发电路来实现。门极触发特性是指实现晶闸管开通的特性。在门极施加脉冲电流可以使晶闸管导通。对门极触发电流的要求主要如下。

(1) 门极触发电流 I_{GT} :表示在室温下,当阳极—阴极之间外加 6V (或 12V) 电压时,使晶闸管导通所需的最小门极直流电流。

(2) 门极触发电压 U_{GT} :表示对应于 I_{GT} 的门极—阴极之间的直流电压。

(3) 门极不触发电流 I_{GD} :表示在额定结温下,当晶闸管的电压为断态重复峰值电压时,保持器件不导通所允许施加的最大门极直流电流。

(4) 门极不触发电压 U_{GD} :表示对应于 I_{GD} 的门极—阴极之间的直流电压。

显然,晶闸管理想的门极特性要求门极触发电流、触发电压小,而门极不触发电流、不触发电压大,即灵敏度高又不会误触发。在实际应用中,晶闸管经常采用强触发来驱动,因此要求晶闸管的门极允许功率损耗大,即要求门极能够承受足够大的平均功耗 P_{GAV} 和瞬时功耗 P_{GIM} 。

1.1 晶闸管的门极伏安特性

晶闸管的门极—阴极之间的伏安特性表示 U_{GK} 和 I_{GK} 之间的关系。由于门极和阴极之间只有一个 PN 结,所以当门极—阴极之间为正偏压时,两端显示正向 PN 结特性。一般晶闸管门极的正向电压可以从几伏到十几伏,门极电流可以

从几毫安到几百毫安,存在一个很大的范围。实际应用中,通常给出最小值和一个区域。

1.2 晶闸管的门极触发要求

晶闸管的门极触发特性是指使晶闸管导通所需要的门极电流 I_{GK} 和门极电压 U_{GK} 的大小。可以分为不触发区、不稳定触发区和可靠触发区共 3 个区域,如图 3.2-1 所示。触发电路的输出电流大小必须避免落在不稳定触发区。

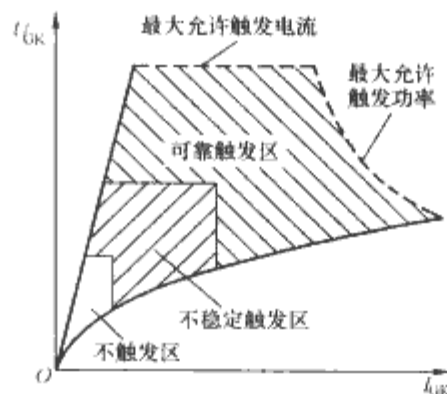


图 3.2-1 晶闸管的门极触发特性

(1) 门极负偏压。门极负偏压:门极相对于阴极电压为负,门极—阴极之间的发射结处于反向偏置状态,但所加的负偏压不得超过击穿电压。负偏置的门极对高的环境温度、门极回路的噪声、器件开关工作时阳极端产生的振荡电压,以及阳极电压上升时 du/dt 等因素的影响具有很好的抑制作用,使器件能够保持稳定可靠的阻断。也就是说,随着门极负偏压的增加,器件的正向电压阻断能力和 du/dt 特性随之提高,关断时间将缩短。

(2) 门极不触发电流 I_{GD} 和不触发电压 U_{GD} 。 I_{GD} 和 U_{GD} 是在额定结温下,阳极施加断态重复峰值电压的条件下测量的。显然,同一晶闸管的门极不触发电流要小于其门极触发电流。

2 晶闸管的门极触发电路

晶闸管属于脉冲电流驱动器件,其控制功率的放大比例很高,如数百毫安的门极触发脉冲电流就可以触发上千安的阳极电流。晶闸管门极触发电路的作用是向晶闸管的门极提供足够大的触发电流。门极脉冲电流的好坏,对晶闸管开通特性有很大的影响,尤其是在大容量装置中采用晶闸管串并联工作时,需要特别注意门极触发电路的设计。

2.1 晶闸管触发脉冲的参数

实际应用中,为了可靠触发,晶闸管常采用强触发,门极电流可以比触发阈值高出 10 倍,强触发有利于多个器件串并联应用时开通的同时性。设计强触发时必须注意门极的功耗不要超过其额定值,同时门极触发脉冲必须有一定的宽度,确保器件保持导通。实际的脉冲往往是一个 $100\mu s$ 左右的强脉冲,然后跟着数毫秒的正常水平的宽脉冲。为了保证器件在正常的正向阻断状态时不被误触发,触发电路不发脉冲时应该保持低电平(零电压),甚至一定的负电平(如一

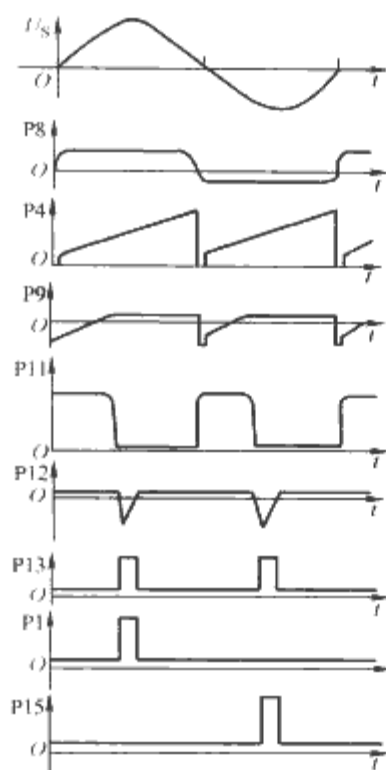


图 3.2-7 KC04
主要引脚波形

- (1) 工作电压 $V_{CC} \pm 15V$ 。
- (2) 同步输入允许最大电流: $6mA$ 。
- (3) 输出脉宽 t_w : $400\mu s \sim 5ms$ 。
- (4) 最大负载能力 I_{omax} : $100mA$ 。

2.2.3 单片移相触发集成电路 TCA785

TCA785 是德国 Siemens 公司的第三代晶闸管单片移相触发集成电路, 在晶闸管变流器中已得到广泛应用。与国产的 KJ 或 KC 系列触发芯片相比, TCA785 用于产生同步信号的零点识别更加可靠, 输出脉冲更加对称整齐, 而且其移相范围更宽, 输出脉冲的宽度可以调节, 适用范围更广。

TCA785 采用标准的双列直插式 16 脚 (DIP-16) 封装, 其内部结构框图如图 3.2-8 所示; 它由零点鉴别器、同步寄存器、控制比较器、放电监控器、电平转换及其稳压器、锯齿波发生器及输出逻辑网络等单元组成。图 3.2-9 给出了各主要输入、输出引脚的电压波形。

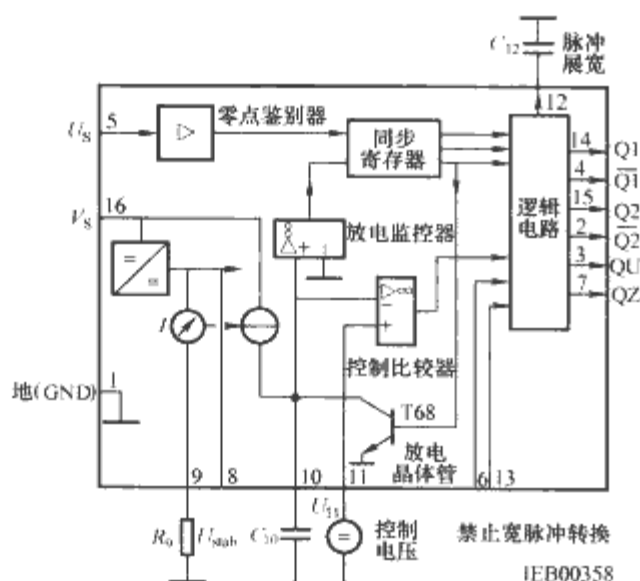


图 3.2-8 TCA785 的内部结构框图

主要特点: TCA785 能可靠地对同步交流电源的过零点进行识别, 其输入、输出与 CMOS 及 TTL 电平兼容。应用电压范围较宽, 带负载能力强, 每路可输出 $250mA$ 的驱动电流。环境温度适应范围宽 ($T_A = -25^\circ C \sim +85^\circ C$)。

主要参数如下:

电源电压: $8 \sim 18V$ 或 $\pm(4 \sim 9)V$ 。

移相控制电压范围: $0.2 \sim (V_s - 2)V$ 。

输出脉冲最大宽度: 180° 。

最高工作频率: $10 \sim 500Hz$ 。

高电平脉冲负载电流: $400mA$ 。

低电平允许最大灌电流: $250mA$ 。

输出脉冲高、低电平幅值: V_s 、 $0.25V$ 。

同步电压可以随限流电阻值的不同可取任意值;

工作温度范围: $-55^\circ C \sim 125^\circ C$ (军品); $-25^\circ C \sim 85^\circ C$

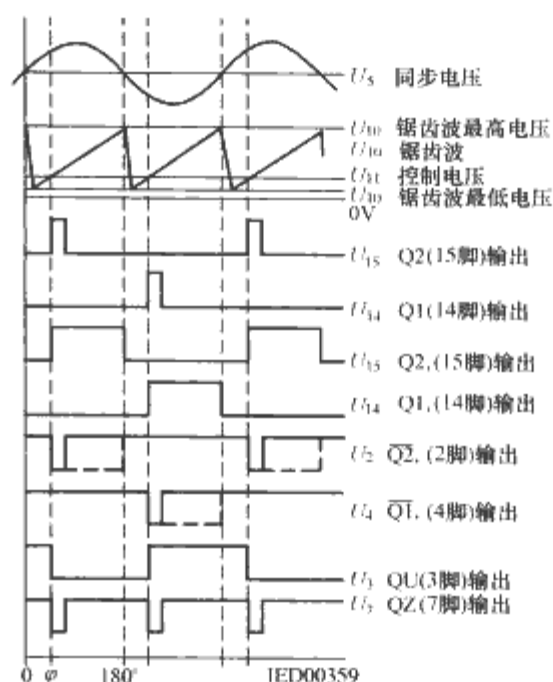
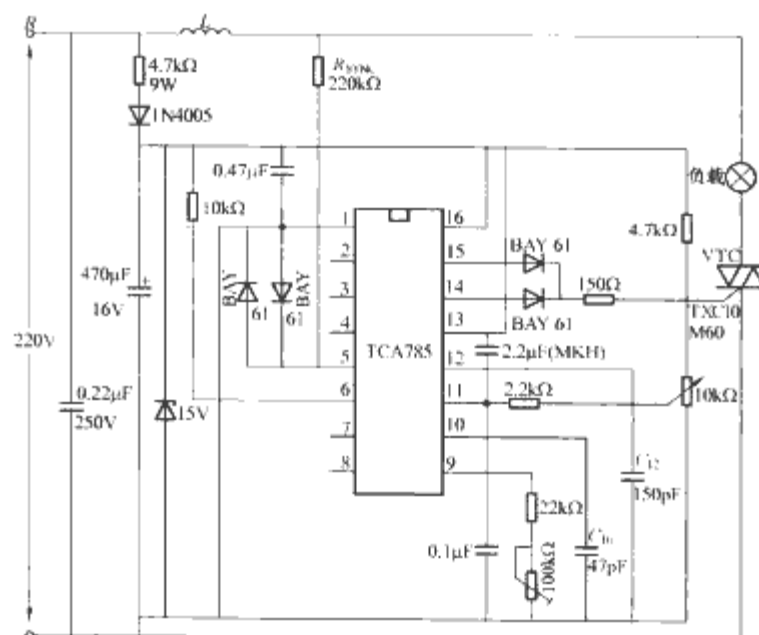


图 3.2-9 TCA785 引脚的电压波形

(工业品); $0 \sim +70^\circ C$ (民品)。

图 3.2-10 为一片 TCA785 触发 2 个反向并联连接晶闸管组成的交流调压 (调功) 电路, 图 3.2-11 为 TCA785 应用于单相半控整流电路。显然, 用 3 片 TCA785 可以完成触发三相半波、三相桥式全桥整流电路。



2.2.4 三相移相触发集成电路 TCA787

TCA787 是高性能晶闸管三相移相触发国产集成电路, 采用先进的 IC 工艺, 并参照国外资料, 属于单片集成电路。可以单电源工作, 也可以双电源工作。图 3.2-12 和图 3.2-13 分别为 TCA787 的引脚图和内部电路框图。

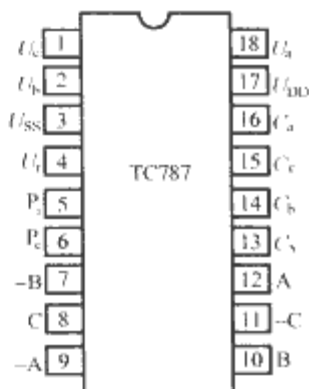


图 3.2-12 TCA787 的引脚图

三相移相触发集成电路 TCA787 的主要特点如下。

(1) 适用于晶闸管三相全桥或其他电路结构, 作为晶闸管的移相触发器。

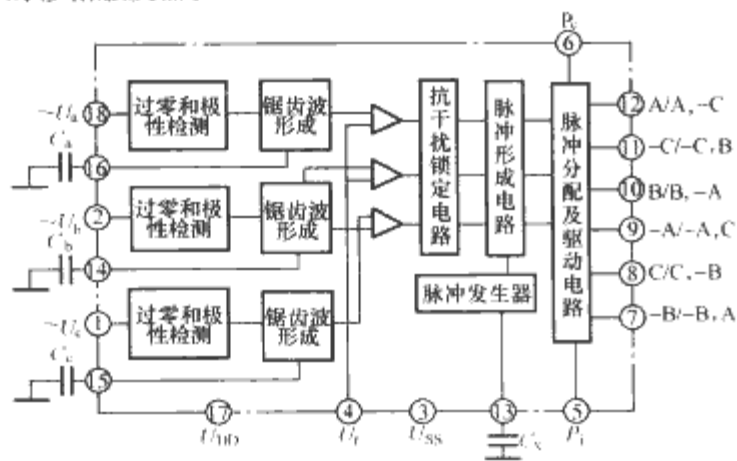


图 3.2-13 TCA787 的内部电路框图

(2) 可在单电源或双电源下工作, 输出三相触发脉冲的触发移相角在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 范围内连续可调, 零点识别可靠, 抗干扰能力强, 过电压、过电流保护功能齐全。

(3) 适用频率范围宽 (A 型芯片为工频, B 型芯片适用于 $100 \sim 400\text{Hz}$ 的中频), 同时 TCA787 的输出为脉冲列, 适用于感性工作电路。

(4) 设置 6 脚的高低电平, 可以方便地改变其输出为双脉冲列和单脉冲列。

三相移相触发集成电路 TCA787 的主要参数如下:

- (1) 工作电源电压 U_{DD} 为 $8 \sim 18\text{V}$ 。
- (2) 输入同步电压有效值为 $\leq (1/2\sqrt{2}) U_{DD}$ 。
- (3) 输入控制信号电压范围为 $0 \sim U_{DD}$ 。
- (4) 输出脉冲电流最大值为 20mA 。
- (5) 移相范围为 $0 \sim 177^\circ$ 。
- (6) 工作温度范围为 $0 \sim 55^\circ\text{C}$ 。

图 3.2-14 所示为 TC787 单电源工作的典型接线图, 图

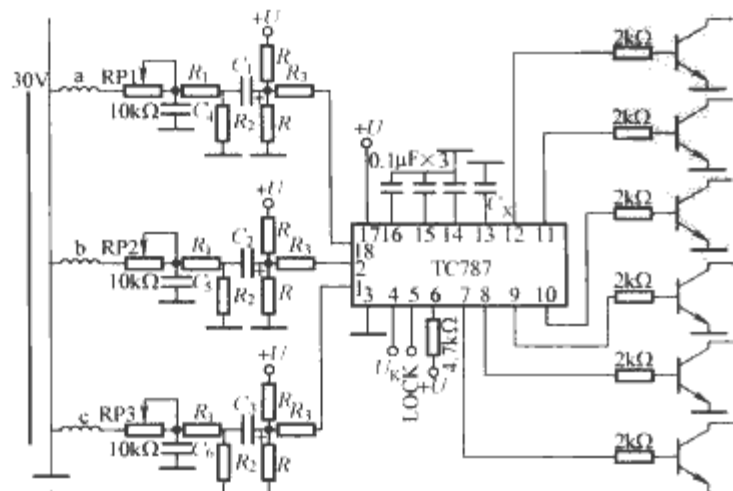


图 3.2-14 TC787 的单电源工作典型接线图

3.2-15 所示为应用电平匹配网络的接线图, 图中直接把同步变压器的中点接到 $1/2$ 电源电压上。

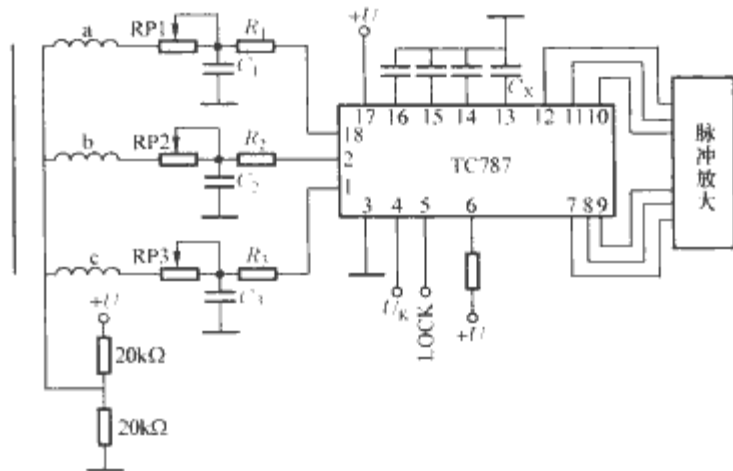


图 3.2-15 简化电平匹配网络的单电源工作接线图

图 3.2-16 所示为双电源工作典型线路图, 其中 LOCK 来自保护电路的输出。

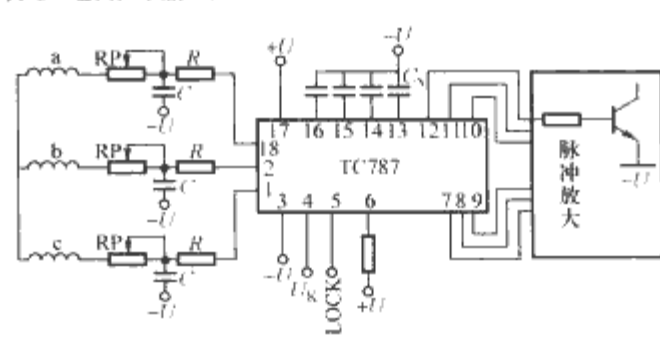


图 3.2-16 TC787 双电源工作典型接线图

2.2.5 智能单相数字化移相触发大规模集成电路 KC168

KC168 是模拟数字混合型智能单相数字化移相触发集成电路, 以单电源工作, 适用于单相或三相晶闸管移相变流器。与 TCA785、KC 或 KJ 系列移相触发集成电路相比, 具有功耗小、功能强、干扰性能好、移相范围宽、外接元件少、内部为全数字电路、精度高等优点。图 3.2-17 为 KC168 的引脚排列图, KC168 采用标准双列直插式 18 引脚 (DIP-18) 封装, 其内部结构框图如图 3.2-18 所示。

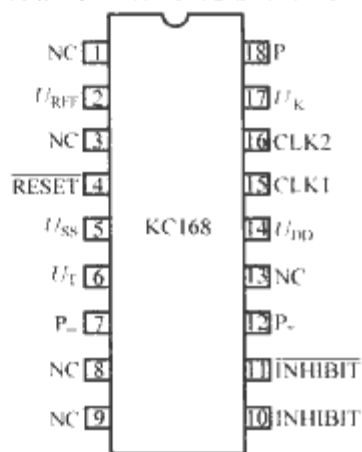


图 3.2-17 KC168 引脚排列图

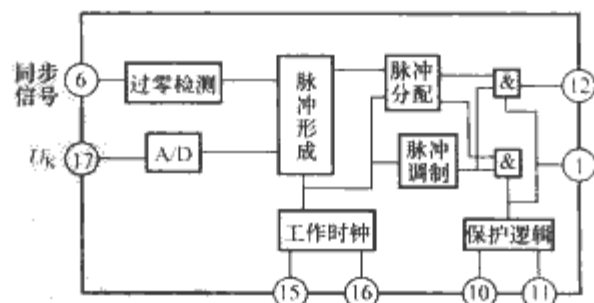


图 3.2-18 KC168 的内部结构

智能单相数字化移相触发大规模集成电路 KC168 的主要特点如下:

- (1) 全数字运算, 控制精度高。
- (2) 调制式脉冲输出。
- (3) 有独立封锁端, 保护方便。
- (4) 对同步要求低。

(5) 抗干扰能力强。

智能单相数字化移相触发大规模集成电路 KC168 的主要参数如下:

- (1) 工作电源电压为 5V。
- (2) 输入移相电压 U_K 为 0~5V。
- (3) 参考电压 U_{REF} 为 5V。
- (4) 晶振频率 CLK 为 8~16MHz。
- (5) 同步信号频率为 10kHz。
- (6) 各引脚允许拉、灌电流为 20mA。
- (7) 工作温度范围为 -25℃~85℃。

图 3.2-19 所示为 KC168 控制触发的晶闸管单相整流系统电路, 图 3.2-20 所示为其主要引脚工作波形。

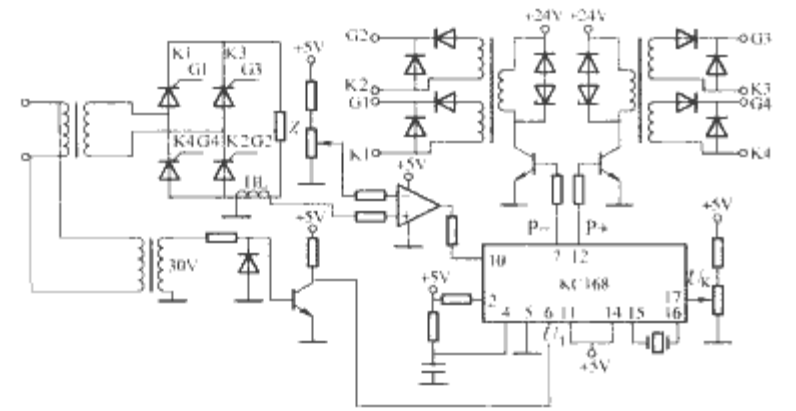


图 3.2-19 KC168 控制触发的晶闸管单相整流系统电路

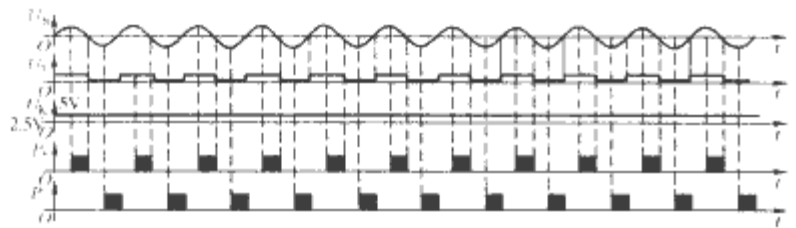


图 3.2-20 KC168 的主要引脚工作波形

3 门极可关断晶闸管驱动电路

门极可关断晶闸管 (GTO) 的工作特性如电流上升率、正向阻断电压及门极可关断电流等与其门极驱动电流、电压形状有很大的关系。因此, 设计优良的门极驱动电路对保证 GTO 正常工作和性能优化是至关重要的。GTO 门极电流、电压波形可分为开通和关断两部分。

3.1 GTO 的门极驱动要求

图 3.2-21 所示为 GTO 门极理想的电流、电压波形。图中实线为电流波形, 虚线为电压波形。

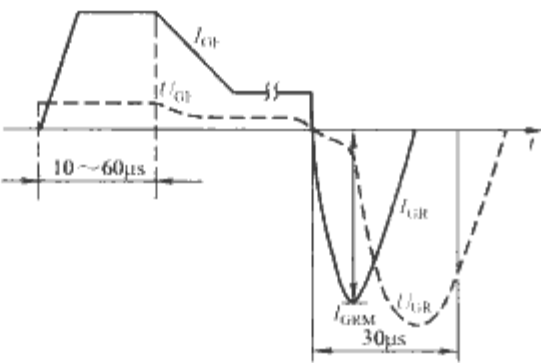


图 3.2-21 GTO 门极理想的电流、电压波形

GTO 对门极驱动开通信号波形的要求是: 快的脉冲前沿陡度 (di_{GF}/dt) 和高的幅度 (I_{GF})、宽度大, 后沿缓。脉冲前沿对结电容充电速度影响大, 前沿陡、充电快, 正向门极电流建立快, 有利于 GTO 的快速导通。一般取门极开通

电流变化率 di_{GF}/dt 为 5~10A/us。大的门极正脉冲幅度 I_{GF} 可以实现强触发, 一般该值比额定直流触发电流大 3~10 倍。如果要快速开通甚至还可以提高该值。门极触发电流不同, 相应的开通时间也不同。强触发有利于缩短开通时间、减小开通损耗、降低管子导通压降, 有利于 GTO 的串并联运行。触发电流的脉冲宽度用来保证阳极电流的可靠建立, 一般为 10~60μs。下降后沿尽量缓一些, 因为太陡的后沿会使开通过程 GTO 阳极电流产生振荡。

GTO 可以采用反向门极电流实现关断, 反向门极电流波形对 GTO 的安全工作有很大的影响。GTO 对门极关断电流波形的要求是: 前沿较陡、宽度适当、幅值较高、后沿平缓。脉冲前沿陡可缩短关断时间, 减小关断损耗, 但前沿太陡会使关断增益降低, 阳极尾部电流增加, 对 GTO 产生不利影响。一般关断脉冲电流的上升率 di_{GR}/dt 取 10~50A/μs。门极关断负脉冲必须具有足够的宽度, 既要保证在下降时间 t_f 内继续抽出载流子, 又要保证剩余载流子的复合有足够的时间。尤其是 GTO 在关断过程中尾部时间过长时, 必须有足够宽度的门极负电压脉冲来保证 GTO 可靠关断。关断电压脉冲的后沿要尽量平缓一些, 如果太陡, 由于电容的效应, 尽管此时门极电压是负的, 由于 di/dt 的效应也会产生一个门极电流, 这个门极电流有可能使 GTO 开通, 即使不足以开通 GTO, 也会使刚刚关断的 GTO 晶闸管耐压和阳极 du/dt 耐量降低。应用中需要注意的是, 门极正负脉冲供电电源的内阻以及门极引线上的等效阻抗将对脉冲陡度产生较大的影响, 特别是陡度很高的脉冲前沿 (大 di/dt) 对电源内阻和引线上的阻抗要求更为严格。

3.2 GTO 的门极驱动电路

GTO 应用技术的发展, 出现了多种驱动电路, 但其基本要求和原理基本类似。

3.2.1 小容量 GTO 门极驱动电路

图 3.2-22 所示为电容储能式驱动电路, 所谓电容储能是利用正向门极电流向电容 C 充电。当 GTO 关断时, 把电容 C 中的储能释放出来, 形成门极关断负脉冲电流。随着电容中电荷的减少, 电容上电压逐渐减低, 放电电流也相应减小。电容储能式驱动电路适合于小容量 GTO (如 50A) 的门极驱动。当控制信号 $u_1=0$ 时, 复合管 V1、V2 导通, V3、V4 截止, 电源 E_c 沿 R_2 、 R_4 向电容 C 充电, 形成正向门极电流。当 $u_1>0$ 时, 复合管 V3、V4 导通, 电容 C 沿 V4、VD1 放电, 形成门极反向电流将 GTO 关断。放电电流在 VD1 上建立的正向导通压降使 V1、V2 在 V3、V4 导通时转为截止。

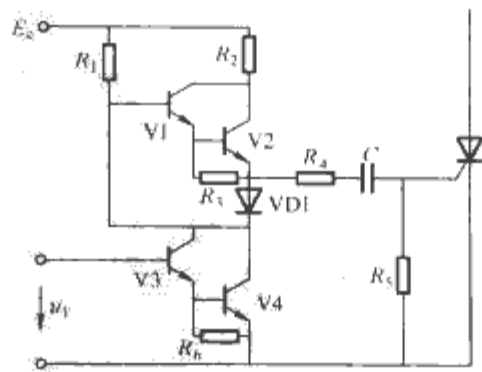


图 3.2-22 电容储能式驱动电路

3.2.2 桥式驱动电路

所谓桥式驱动是指开通和关断用的正反向的驱动电流各用独立的支路。图 3.2-23 所示为桥式驱动电路, 其中, 图

(a) 中 V1、V3 为开通支路，V2、V4 为关断支路。GTO 接于桥式电路的对角线。由于关断电流较大，故 V2、V4 由小晶闸管组成。图 (b) 和 (c) 为另外两种半桥式驱动电路，图 (c) 只需一组电源供电，开通、关断脉冲的电压由电容 C_1 、 C_2 分压而得，每条支路只需一个可控元件，因此与前述电路相比，其关断能力强，受电源内阻影响小。

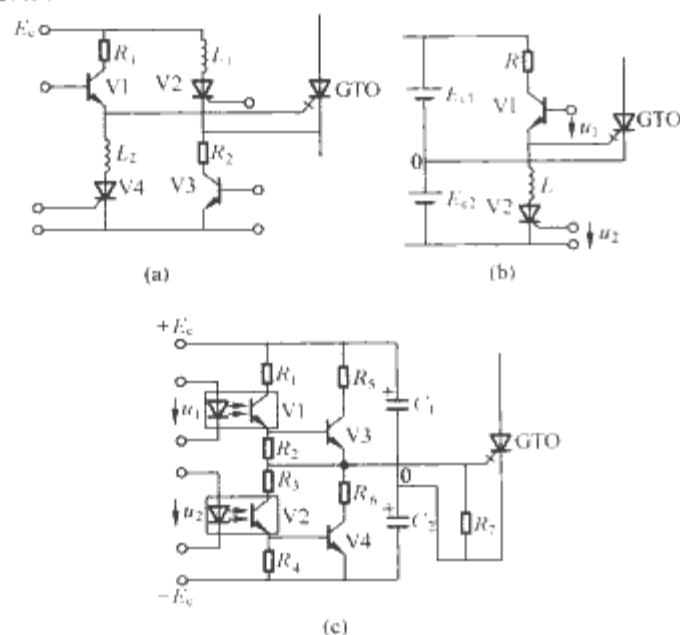


图 3.2-23 桥式驱动电路

(a) 全桥驱动电路；(b) 双电源半桥驱动电路；

(c) 单电源半桥驱动电路

3.2.3 双电源变压器隔离门极驱动电路

图 3.2-24 所示为双电源变压器隔离门极驱动电路，门极电路由开通、关断和反向偏置 3 部分组成。在开通信号的控制下 V1 导通，经 V1 输出门极触发电流。电容 C_1 加速 V1 的开通，以获得陡的前沿门极开通电流。门极导通电流的同时也给 C_2 充电， C_2 充电至 40V。在关断信号控制下晶体管 V2 导通，此时电容 C_2 经 V2 放电形成门极关断电流脉冲。门极关断电流的峰值可达 90A，前沿陡度 di_{GF}/dt 可达 $20A/\mu s$ ，脉宽 $>10\mu s$ 。在反偏控制信号作用下，晶体管 V3 导通，电容 C_3 上的电压被稳压管 VS 钳位于 10V 左右。

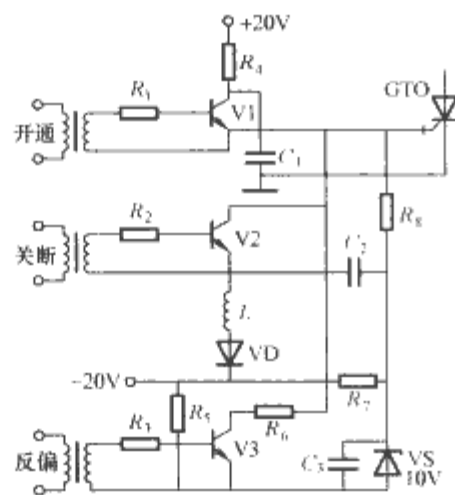


图 3.2-24 双电源变压器隔离门极驱动电路

3.2.4 大容量 GTO 门极驱动电路

图 3.2-25 所示为大功率 (600A) GTO 门极驱动电路。在大功率 GTO 驱动电路中，除了需要电流容量很大的功放元件外，直流供电电源也需要承担很大的电流，从而使门极驱动电路变得很庞大。图 3.2-25 中的驱动电路利用开关电源技术，脉冲变压器既传递控制信号，又传递驱动所需的功率，且共用一控制电源。

图中驱动电路的开通电路和关断电路采用并联结构，需

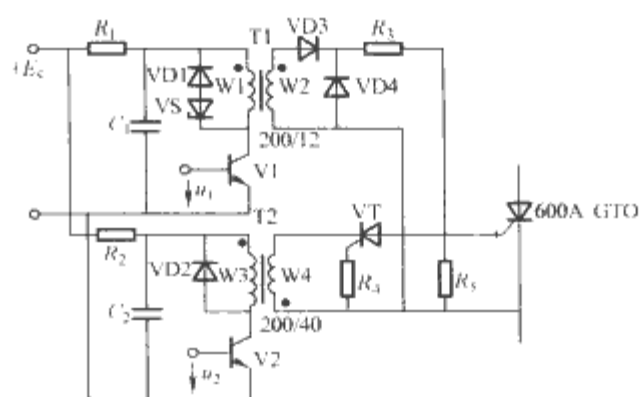


图 3.2-25 大功率 GTO 门极驱动电路

要解决两条通路的相互影响。电路中 VT 就是为此而设以阻止高频变压器 T2 的二次绕组对开通电流的分流作用：当开通信号 $u_1 > 0$ 时，V1 导通， $u_2 = 0$ ，V2 截止，T2 上没有电压，VT 无法导通，由 T2 产生的正向电流全部流入 GTO 门极。

关断 GTO 时，关断控制信号 $u_2 > 0$ ，V2 和 VT 相应导通，产生反向门极关断电流。该电流一部分注入 GTO 门极，另一部分流向另一条通路，即沿 T1 变压器的二次侧二极管 VD4、电阻 R_3 、 R_5 流过，这样可以防止变压器 T1 的二次绕组 W2 因流过反向电流而存储能量。

3.2.5 GTO 门极驱动集成电路 HL301A

HL301A 是 GTO 门极驱动前置级电路，采用厚膜封装，能够产生触发 GTO 的 3 组触发脉冲，可以用来组成 600A 和 600A 以上 GTO 的驱动器。该厚膜集成电路使 GTO 驱动可靠性增加，所占用空间尺寸减小，并且为在驱动中增加保护和显示功能创造了条件。HL301A 采用标准单列直插 20 引脚厚膜封装，对外引出 15 个引脚，其引脚排列如图 3.2-26 所示。

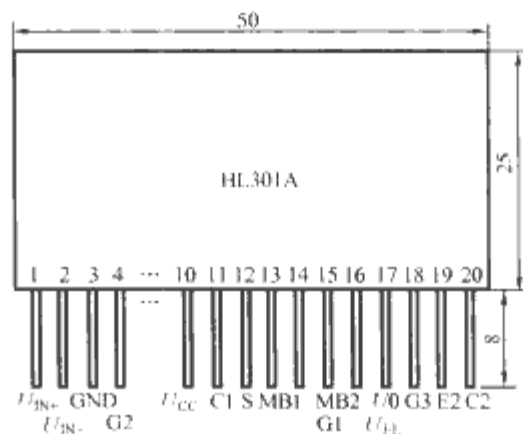


图 3.2-26 HL301A 的引脚排列

图 3.2-27 所示为 HL301A 内部原理框图。HL301A 含有正强脉冲、平顶脉冲和负脉冲 3 组脉冲发生器。

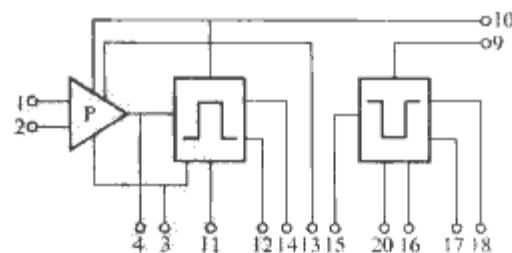


图 3.2-27 HL301A 内部原理框图

GTO 门极驱动集成电路 HL301A 的主要特点是：能够产生与控制信号前沿同步的正强触发脉冲信号，其宽度可通过外接电容任意设定（一般设为 $10 \sim 30\mu s$ ），同时 HL301A 还能够产生与控制信号等宽的脉冲信号，在控制信号的后沿延迟 $1\mu s$ 后产生负关断脉冲触发信号，负脉冲信号的宽度也

可以通过外接电容任意设定（一般设为 $80 \sim 150 \mu\text{s}$ ）。

GTO 门极驱动集成电路 HL301A 的电气参数如下：

- (1) 供电电源为两组相互隔离的 15V 电压。
- (2) 输入信号为高电平大于 13V ，输入最大电流小于 20mA 。
- (3) 正强触发脉冲信号电压幅值为高电平大于 11V ，低电平小于 -3V 。
- (4) 正强触发脉冲电流幅值为高电平 2A ，低电平 1A 。
- (5) 正平顶脉冲触发信号为高电平 $+11\text{V}/1\text{A}$ ，低电平 $-3\text{V}/0.5\text{A}$ 。
- (6) 负脉冲触发信号，在外接功率放大晶体管时为 $+14\text{A}/5\text{A}$ 。

图 3.2-28 所示为应用 HL301A 组成的 GTO 门极驱动电路图，其中 VF1、VF2、VF3 分别用来对脉冲信号进行功率放大，而光耦 H11L1 与变压器 T 是为了实现输入和输出之间的电隔离。电容 C_1 决定正触发脉冲的宽度，当宽度为 $30 \mu\text{s}$ 时， C_1 的容量约为 1000pF ，电容 C_2 决定负脉冲的宽度，当负脉冲宽为 $120 \mu\text{s}$ 时， C_2 的容量约为 10nF 。功放管 VF1、VF2 可采用 IRF540，VF3 采用 IRF540 或 ISK1389 多只并联，驱动大容量的 GTO 时，并联数目可更多。图 3.2-29 所示为 HL301A GTO 门极驱动电路输入、输出波形。

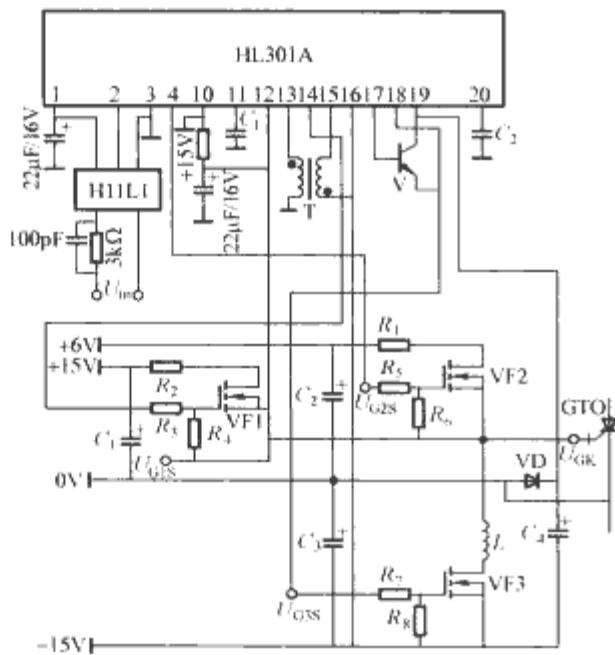


图 3.2-28 应用 HL301A 组成的 GTO 门极驱动电路

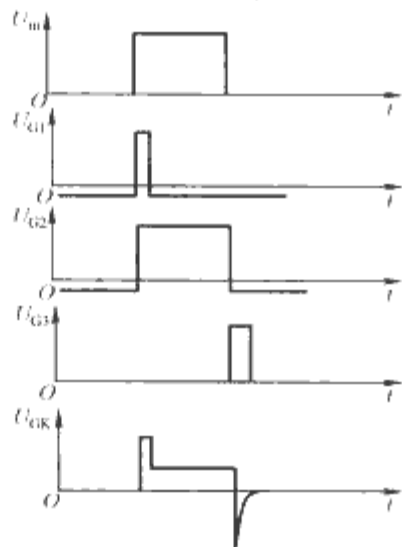


图 3.2-29 HL301A GTO 门极驱动电路输入、输出波形

4 MOSFET 和 IGBT 的门极特性

MOSFET 和 IGBT 都是场控型器件，在器件的门极与

源极、栅极与发射极之间都是绝缘的二氧化硅结构，不能通过直流电，因而直流静态驱动功率接近于零，也就是说电压信号就能保持 MOSFET 和 IGBT 处于导通或关断状态。但是由于其门极与源极（MOSFET）[栅极与发射极（IGBT）]之间存在一个输入电容，在开通和关断的过程中，需要一定的门极电流对该门极输入电容完成充电和放电，因此在高频交替开通和关断时仍然需要一定的动态驱动功率。如小功率 IGBT 管的 C_{GS} 一般在 $10 \sim 100\text{pF}$ 之间；而对于大功率的 IGBT 器件，其 C_{GS} 较大（ $1 \sim 100\text{nF}$ ），因而需要较大的驱动功率。特别需要注意的是，漏极到门极（MOSFET）、集电极到栅极（IGBT）的等效密勒电容，不仅增加了门极驱动功率，而且使 MOSFET 和 IGBT 的驱动特点变得复杂，器件关断过程中密勒电容引起的位移电流有可能导致器件再一次误开通，这些问题需要在驱动电路的设计时引起重视。显然，门极驱动电路设计的优劣直接关系到器件安全稳定和高效可靠的工作。

由于 MOSFET 和 IGBT 的门极特性及其驱动电路存在很多共同之处，这里就把两者放在一起介绍。

4.1 MOSFET 和 IGBT 的门极电气参数

4.1.1 门极电容

现以 VDMOS 为例，说明器件的门极电容。因为场控器件的门极电容直接关系到门极特性和门极驱动电路的设计，甚至直接影响功率器件的动态性能。图 3.2-30 所示为 VDMOS 元胞及其极间电容分布示意图，从图中可知，VDMOS 管内寄生着两种类型的电容：一种是与 MOS 结构有关的 MOS 电容（ C_{GS} 和 C_{GD} ），另一种是与 PN 结有关的结电容（ C_{DS} ）。在应用电路中，可根据器件内部的电容（ C_{GS} 、 C_{GD} 、 C_{DS} ）确定反馈电容 C_{rss} 、输入电容 C_{iss} 和输出电容 C_{oss} ，它们的关系为

$$\begin{aligned} C_{rss} &= C_{GD} \\ C_{iss} &= C_{GD} + C_{GS} \\ C_{oss} &= C_{GD} + C_{DS} \end{aligned}$$

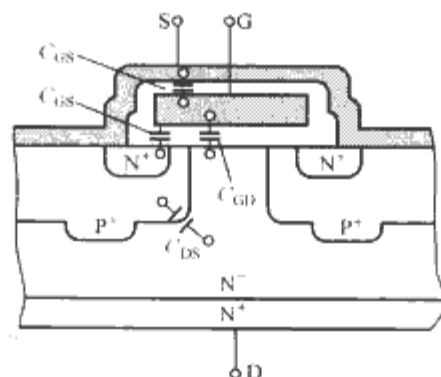


图 3.2-30 VDMOS 元胞及其极间电容分布示意图

在开关过程中，这些电容不是不变的， C_{rss} 是栅极与漏极之间的电容值，器件导通之后，其数值会陡然增加。 C_{GS} 由两部分组成：一部分是栅极与源极的金属氧化层之间的电容，与工作电压无关；而另一部分是栅极与沟道之间的电容，随着工作条件的不同有很大的变化。由此可知，这些电容在器件开关过程中大小是变化的；对于驱动电路来说，VDMOS 的门极输入呈容性。

4.1.2 VDMOS 的栅电荷曲线

VDMOS 栅电荷曲线对于使用者是非常有用的，可以为设计驱动电路提供最基本的依据，同时还可以从中获得一些重要信息。图 3.2-31 所示为 $U_{GS}-t$ 曲线，其对应的测试电路如图 3.2-32 所示。

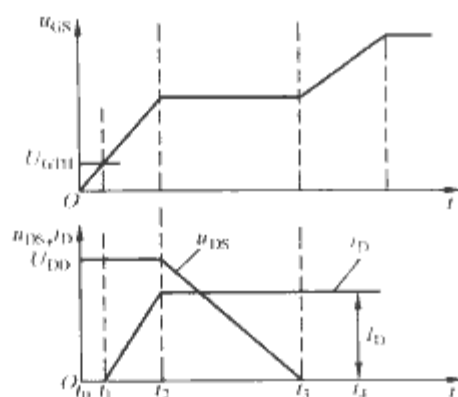
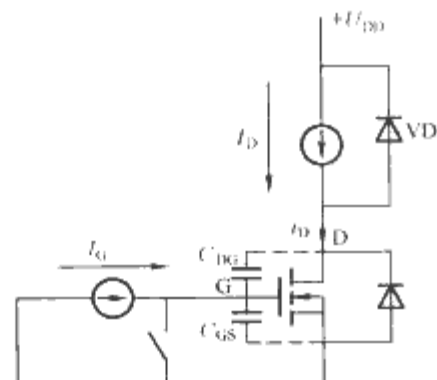
图 3.2-31 栅电荷曲线 $U_{GS}-t$ 

图 3.2-32 栅电荷测试电路

t_0 时刻以前，VDMOS 处于截止状态： u_{DS} 等于电源电压值，漏极电流 $i_D=0$ ，而二极管 VD 导通。

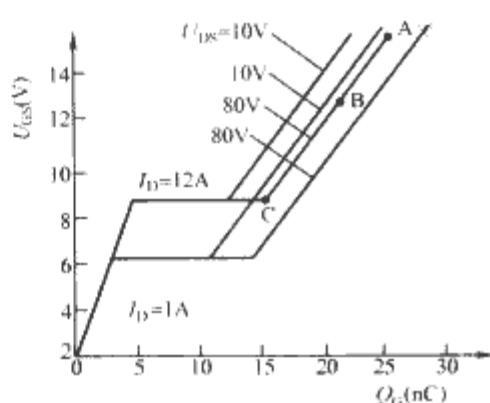
$[t_0, t_1]$ 期间， $t=t_0$ 时接通驱动电路，电路向 MOS 的栅极充电，栅极电压上升，直到栅极电压达到阈值电压 U_{GTH} 以前，器件未导通。

$[t_1, t_2]$ 期间， $t=t_1$ 时，栅极电压达到阈值电压，器件开始导通。随着栅极电压的进一步上升，漏极电流 i_D 受转移特性的制约而成比例上升，二极管 VD 中的电流也成比例下降，直至 $t=t_2$ 时刻，漏极电流上升到其稳态值，即 $i_D=I_D$ 。在这过程中，只是栅极电位发生变化，而漏极电位却没有变化（因为二极管 VD 仍导通），所以驱动电路提供的电荷主要流向 C_{GS} ，而 C_{DG} 上的电压变化很小。

$[t_2, t_3]$ 期间， $t=t_2$ 时，续流二极管关闭，漏极电压开始下降。在这期间，由于电路的恒流源特性，VDMOS 工作在有源放大区，但因转移特性决定了 u_{GS} 电压不能变化，被钳位在某一电压值，即出现了 $u_{GS}-t$ 曲线的平台部分。同时，在这期间栅极不再吸收电荷，驱动电流全部流向密勒电容 C_{GD} 。

$[t_3, t_4]$ 期间，当 $t=t_3$ 时， U_{DS} 电压下降到 $I_D R_{DS(on)}$ ，MOS 管进入欧姆工作区，这时器件不再受转移特性的限制， $t>t_3$ 以后，栅极电压继续增长，一直上升至驱动电压所能到达的电压最高值。由于该阶段栅极等效输入电容变大，栅极电压的增长速度变慢。

从上述过程可以知道，在 VDMOS 的开通过程中，其输入阻抗是变化的，可以从曲线斜率的 3 次变化得到反映。栅电荷 $U_{GS}-t$ 曲线通过 $Q_G = I_G t$ 的关系可转换为 $U_{GS}-Q_G$ 曲线，如图 3.2-33 所示。

图 3.2-33 栅电荷曲线 $U_{GS}-Q_G$

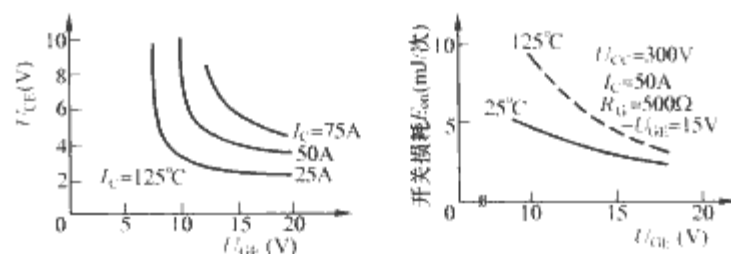
从图 3.2-33 所示的栅电荷曲线可以看出，VDMOS 漏极电流大小反映了平台高低，即要求栅极电压值不同，也就是说，要使不同漏极电流的 VDMOS 管进入欧姆区，要求驱动电路提供的栅电荷值也不同。

4.2 MOSFET 和 IGBT 门极驱动的要求

场控器件 MOSFET 和 IGBT 均为电压驱动器件，在驱动上与电流驱动器件（如 GTR，GTO 等）相比更为方便。但是驱动性能的好坏，仍然直接影响器件可靠、高效工作。对门极驱动电路的要求可以概括如下。

(1) 提供幅值合理的门极正反向驱动电压 U_{GS} （或 U_{GE} ）。虽然理论上门极电压高于阈值电压时，器件即能够开通。但是较高的门极电压有利于降低器件的通态损耗。需要值得注意的是，较高的门极驱动电压会使得 IGBT 能够承受短路电流的时间变短。因此，正偏压要适当，一般不允许超过 +20V。关断时可以在门极施加一反向电压。对 IGBT 来说该反向偏压还有利于尽快抽取器件内部的存储电荷、缩短关断时间、减少关断损耗。反向偏置电压一般可取 -15~-5V。

对 IGBT 来说，需特别注意的是，正向驱动电压 $+U_{GE}$ 和反向驱动电压 $-U_{GE}$ 对开关特性及负载短路能力有直接的影响。图 3.2-34 所示为正向驱动电压 U_{GE} 与导通压降 U_C 及开通损耗 E_{on} 的关系，可见，正向驱动电压 U_{GE} 增加时，导通压降将下降，开通损耗也随之下降。

图 3.2-34 正向驱动电压 U_{GE} 与导通压降 U_C 及开通损耗 E_{on} 的关系

(2) 合适的门极电阻 R_G 。 R_G 用来控制门极驱动电压波形的前后沿陡度，从而控制 MOSFET 和 IGBT 的开通与关断速度，进而控制开关损耗。如果 R_G 增大，驱动电压波形的前后沿变缓，开关损耗增加；如果 R_G 减小，门极驱动电压波形变陡，器件通断过程中电流变化率增大，即较小的 R_G 使得器件的 di/dt 变大，会导致较高的 du/dt ，增加器件反并二极管的反向恢复电流，甚至引发器件误导通，同时，也会使驱动电路在 R_G 上的损耗有所增加。因此，在选取门极电阻时要兼顾到这两方面的问题。实际设计 R_G 时应根据功率器件的门极等效输入电容、器件的电流容量、额定电压以及开关频率来考虑，一般取几欧姆到几十欧姆。表 3.2-1 为不同容量 IGBT 对应门极电阻值的推荐值。

表 3.2-1 不同容量 IGBT 对应门极电阻值的推荐值

被驱动 IGBT 额定电压及 额定电流	额定 电压 (V)	额定电流 (A)							
		600	1200	25	50	75	100	150	200
	600	50	25	100	50	75	100	150	200
门极串联电阻 R_G (Ω)		51	25	15	12	8.2	5.1	3.3	2.2

(3) 大多数驱动电路需要提供输入与输出电路之间隔离的功能，并且，由于 MOSFET 和 IGBT 常用于高频领域，

整个驱动电路的时间延时不能过长。

(4) 在有些驱动电路中,还设计了针对 MOSFET、IGBT 过电流(短路)检测和关断保护的功能。

实际应用的门极驱动电路中还需注意:①为了能够快速开通和关断器件,驱动电路的供电电源应具有很小的内阻,便于向门极提供高 di/dt 的驱动电流;②尽量减小门极引线感性阻抗,防止在快速的门极导通和关断过程中,由于门极引线电路造成驱动波形振荡,门极引线要尽量短,并采用双胶线,适当的增大门极电阻有利于抑制驱动波形的振荡。

5 MOSFET 和 IGBT 分立元件驱动电路

根据 MOSFET 和 IGBT 门极驱动的要求,可以设计驱动电路,以满足各自的驱动需要。

5.1 推挽图腾结构射极跟随驱动电路

图 3.2-35 (a) 所示为晶体管推挽射极跟随器,可用于中低开关频率电路。在高频电路中,可以用 NMOS、PMOS 代替 NPN、PNP 晶体管,如图 3.2-35 (b) 所示。由于可以自行选择较大电流容量的推挽放大管,所以这种推挽图腾结构的驱动器可以驱动大功率的 MOSFET 和 IGBT。图 3.2-35 (c) 也是推挽式驱动电路。图 3.2-35 (d) 还起着电平转换的作用,因为如果输入 u_i 为 TTL 信号,电压较低(5V),不宜直接驱动门极。

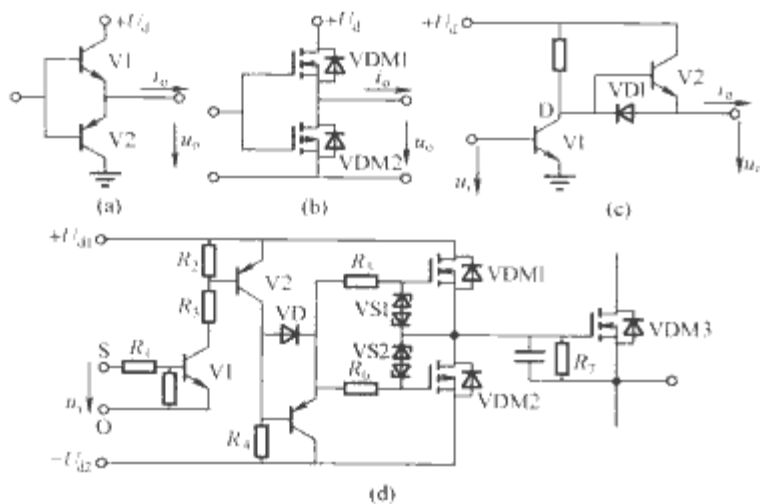


图 3.2-35 推挽图腾结构射极跟随驱动电路

(a) 晶体管推挽射极跟随器; (b) 用 NMOS、PMOS 代替 NPN、PNP 晶体管; (c) 另一种推挽式驱动电路; (d) 有电平转换作用的驱动电路

5.2 光电耦合器隔离的分立元件驱动电路

图 3.2-36 所示的驱动电路为由光电耦合器隔离的分立元件组成的驱动电路。光耦 VLC 和晶体管 V2 用来传递信号,推挽晶体管 V3 和 V4 用来电流放大。

当输入控制信号时,光电耦合器 VLC 导通,晶体管 V2 截止, V3 导通,向门极输出 +15V 驱动电压;当没有控制信号时, VLC 截止, V4 导通,向门极输出 -10V 的关断负向门极电压。

5.3 脉冲变压器隔离耦合的分立元件驱动电路

另一种隔离耦合的方式是采用变压器传输。脉冲变压器的信号传输速度快、延时小,可以获得陡直的信号上升与下降沿。图 3.2-37 为由脉冲变压器隔离耦合的分立元件组成的驱动电路,驱动和过电流保护二合一的分立元件构成的驱动电路。图中 V1 传递驱动信号, V2 和 V3 为推挽输出。过

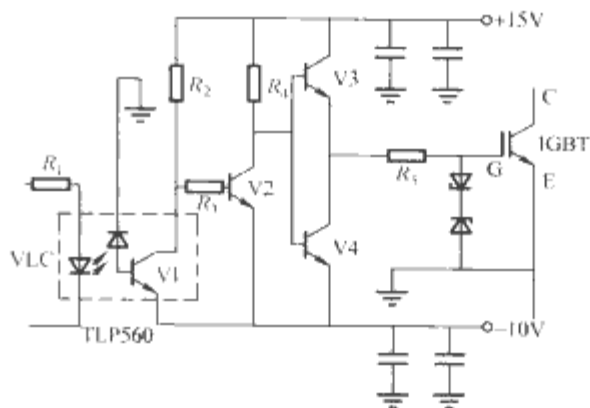


图 3.2-36 由光电耦合器隔离的分立元件组成的驱动电路

电流的检测是通过检测 IGBT 通态压降 (V4 的集电极电压) 实现的。IGBT 过电流时,其集电极电压显著上升,通过检测二极管 VD4 的传递,关断 IGBT。

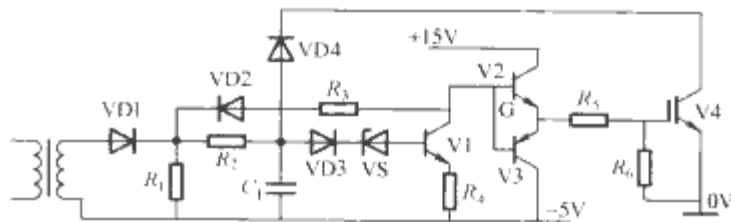


图 3.2-37 由脉冲变压器隔离耦合的分立元件组成的驱动电路

显然,脉冲变压器无法传递直流信号,或占空比很大的信号。如果需要用脉冲变压器传递大占空比信号,可以对信号进行调制处理。

对于小功率的 MOSFET,也可以直接用 CMOS 或集电极开路的 TTL,或在 CMOS 外加推挽电路进行驱动。图 3.2-38 所示为使用 TTL 驱动小功率 MOSFET 驱动电路。

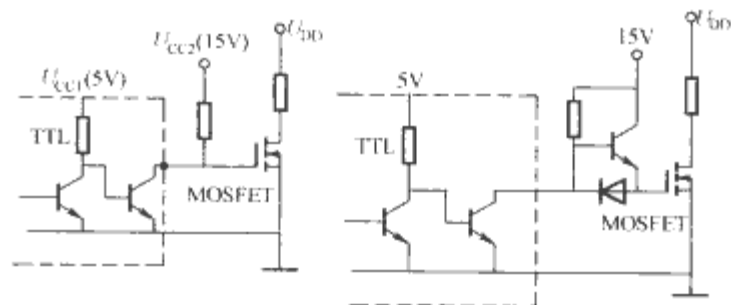


图 3.2-38 使用 TTL 驱动小功率 MOSFET 驱动电路

在设计分立元件驱动电路时应注意以下问题:

(1) 驱动电路应靠近功率器件,驱动电路的供电电源也需要靠近驱动电路,且其内阻要小。门极引线不宜过长,注意防干扰。

(2) 驱动电路的输出端应设有门极过电压保护措施,通常的做法是在门极并联反向连接的稳压管。

(3) 对于 IGBT,一般在关断的时候,通常要给门极加一负偏压。

光耦合器的优点是体积小一些,但其缺点是响应较慢、延时大(一般在几百 ns 至几十 μ s 甚至更大),同时光耦合器的输出级还需要辅助电源。

6 MOSFET 和 IGBT 集成式驱动电路

随着 MOSFET、IGBT 门极驱动技术的成熟和大规模集成电路技术的发展,很多公司相继成功推出了集成门极驱动器。这些集成驱动器集成化程度高,需要外接的元件少,体积小,驱动能力强(如 IXYS 公司的驱动芯片,其驱动峰

值输出电流可高达 30A), 功能齐全 (如 PC929、EXB841、IR2214 等芯片还具有退饱和检测与过电流保护功能), 简化了变流电路的设计 (IR2110、IR2113、IR2214 等芯片具有自举浮地驱动的功能), 可靠性高 (欠电压保护、死区封锁), 在各种电力电子变换器中得到了广泛应用。

6.1 图腾推挽驱动器

TC4423/TC4424/TC4425 是 Microchip 公司的双通道图腾推挽输出型高速门极驱动器, 其最大输出峰值电流为 3A, 可以直接驱动中小功率 MOSFET 和 IGBT, 其中 TC4424 为同相驱动, TC4423 为反相驱动, TC4425 的一个通道为同相驱动, 另一个通道为反相驱动, 这 3 种型号的集成电路有多种封装形式。图 3.2-39 所示为 TC4423/TC4424/TC4425 常用的封装及引脚排列。

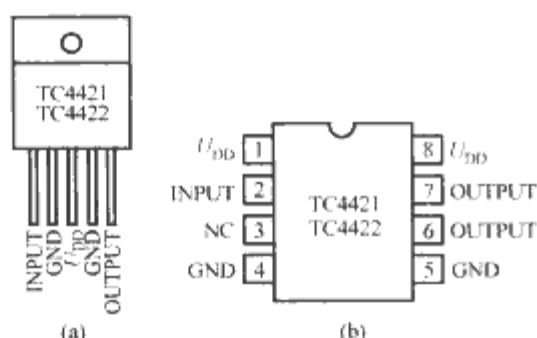


图 3.2-39 TC4423/TC4424/TC4425 常用的封装与引脚排列

(a) TO-220 封装; (b) DIP-8 封装

图 3.2-40 为 TC4423/TC4424/TC4425 的内部功能原理图。可以知道, 该系列的驱动器还具有电平转换功能, 即输入为 TTC 电平 (高电平 5V), 输出电平为 U_{DD} 。

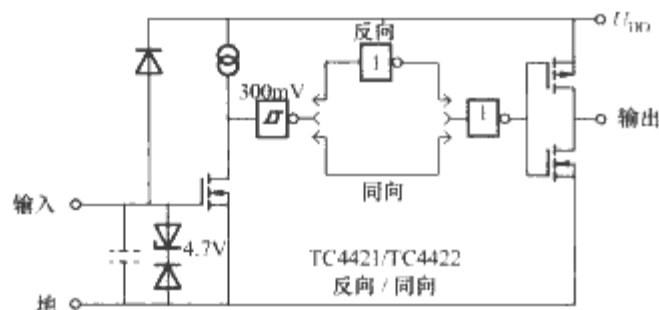


图 3.2-40 TC4423/TC4424/TC4425 的内部功能原理图

TC4423/TC4424/TC4425 的主要电气特性参数如下:

- (1) 电源电压范围为 4.5~18V (极限为 22V)。
- (2) 最大脉冲输出电流为 3A。
- (3) 低输出阻抗为 3.5Ω。
- (4) 输入电平为 TTL 兼容。
- (5) 信号传输延时时间为 33ns。
- (6) 上升时间为 23ns (负载 $C_L=1800\text{pF}$)。
- (7) 下降时间为 25ns (负载 $C_L=1800\text{pF}$)。
- (8) 工作温度范围为 0~+70℃(C 型)、-25℃~+85℃(I 型)、-40℃~+85℃(E 型)及 -55℃~+125℃(M 型)。

由于一个芯片内集成有两个驱动器, 因此在含有多只 MOSFET 和 IGBT 的变换电路中 (如半桥、全桥电路), 使用时会带来很多便利。在实际应用中, 除了可以用 TC4423/TC4424/TC4425 直接驱动 MOSFET 和 IGBT 以外, 另一种常用的做法是先用这些驱动器来驱动脉冲变压器, 然后再用脉冲变压器去驱动功率器件, 这样可以通过脉冲变压器实现电隔离。

另外, Microchip 公司还提供更大驱动能力的集成驱动

器, TC4421/TC4422 的最大脉冲输出电流为 9A, 可以输出 2A 的连续电流。TC4421/TC4422 芯片内部只含有一路驱动器。TC4421 为反相驱动, TC4422 为同相驱动。其他公司也有众多功能类似的集成推挽驱动器用以驱动 MOSFET 和 IGBT, 如 TI 公司 (原来的 Unitrode 公司) 的 VC17XX 系列。

6.2 光耦隔离的驱动集成电路

在很多电力电子变流电路中, 要求控制信号与功率主回路之间电位上是隔离的。很多厂家生产的驱动集成电路在驱动芯片的输入级采用光耦来实现隔离。常用的带光耦隔离的驱动集成电路有东芝公司的 TLP250/TLP251/TLP350/TLP550、Agilent 公司的 HCPL-3120/HCPL-3165、富士公司的 EXB840/EXB841、夏普公司的 PC929 及三菱公司的 M579 系列 (M57957L/M57958L) 等, 后几种驱动集成电路还具有过电流保护功能。

各公司同一系列中不同型号集成电路的引脚和接线基本相同, 只是驱动容量和开关频率有所不同。

TLP250 是日本富士公司生产的 MOSFET、IGBT 场控功率器件门极专用驱动集成电路, 体积小, 光耦隔离电压高, 输出驱动能力强, 价格便宜, 是不带过电流保护功能驱动器中较为理想的产品, 得到广泛的应用。

图 3.2-41 所示为 TLP250 的内部原理结构图和引脚排序, 该芯片采用标准 KIP-8 封装。

TLP250 的主要电气特性参数如下:

- (1) 工作电源电压范围 (U_{CC}) 为 10~35V。
- (2) 发光二极管最大正向电流为 $I_{Fmax}=20\text{mA}$ 。
- (3) 最大输出电流为 $\pm 2\text{A}$ 。
- (4) 传输延时时间为 $t_p=150\text{ns}$ 。
- (5) 光耦隔离电压为 2500V。

TLP250 只需外接极少的元件就可直接驱动 MOSFET 和 IGBT, 图 3.2-42 (a) 所示为典型的应用电路。如果需要驱动更大容量功率器件, 只需在 TLP250 的输出外加推挽放大晶体管即可, 如图 3.2-42 (b) 所示。

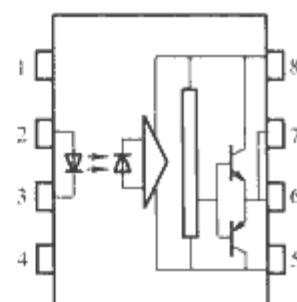


图 3.2-41 TLP250 的内部原理结构图和引脚排序

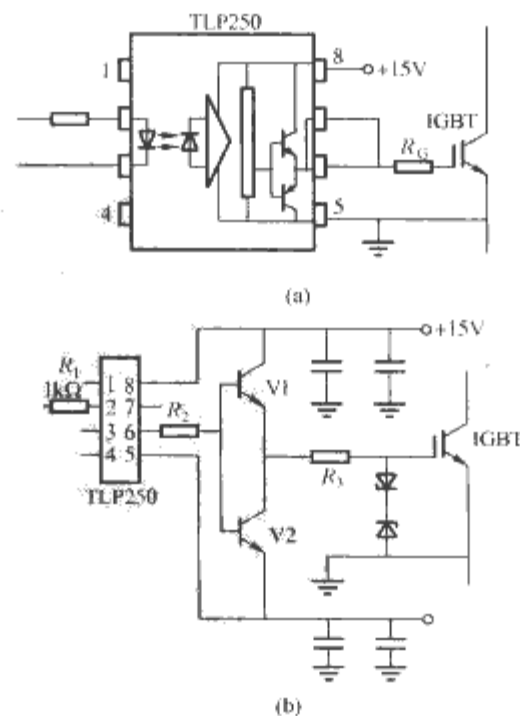


图 3.2-42 TLP250 的典型应用线路
(a) 直接驱动; (b) 外加推挽驱动

6.3 带过电流保护的驱动集成电路

6.3.1 带有短路保护的光耦隔离驱动器 PC929

PC929 是日本夏普公司生产的带有短路保护的光耦隔离驱动器, 由于该驱动器采用标准集成电路工艺贴片封装, 与厚膜封装的 EXB841 和 M579 系列驱动器相比, 体积更为小巧。由于具有短路保护功能, 应用该芯片可以为功率电路设计带来极大的方便, 所以 PC929 在电机调速等逆变器中得到了广泛应用。图 3.2-43 所示为 PC929 的芯片引脚排列和内部原理框图。

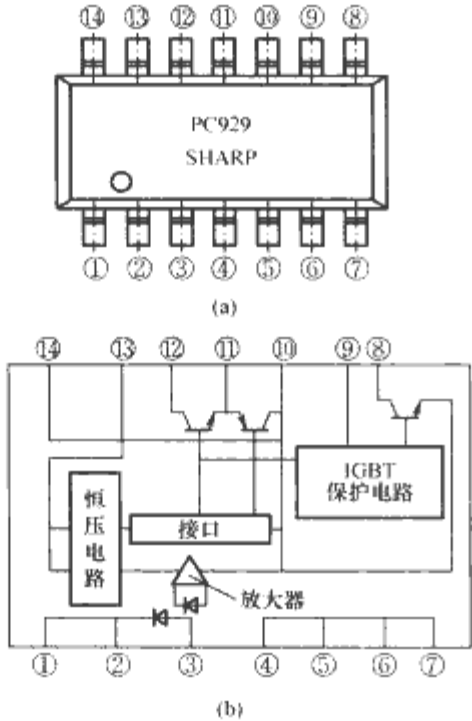


图 3.2-43 PC929 的芯片引脚排列图与内部原理框图
(a) 引脚排列图; (b) 内部原理框图

- 主要电参数:
- (1) 工作电源电压范围 (V_{CC}): 10~35V。
 - (2) 二极管最大正向电流: $I_{Fmax} = 20mA$ 。
 - (3) 最大脉冲输出电流: 0.4A。
 - (4) 光耦隔离电压: 4000V。
 - (5) 信号传输延时: $<0.4\mu s$ 。
 - (6) 上升时间 (t_r): $0.3\mu s$ 。
 - (7) 下降时间 (t_f): $0.3\mu s$ 。
 - (8) 过电流时功率器件通态压降: 6V。
 - (9) 过电流检测电压滞环宽度: 2V。
 - (10) 过电流保护信号延时时间: $4\mu s$ 。
 - (11) 过电流保护时门极驱动电压下降时间: $5\mu s$ 。
 - (12) 过电流保护时输出电压 U_{CE} : 2V。

应用接线图:

图 3.2-44 所示为 PC929 的驱动和短路保护应用接线图。通过高压快速二极管 VD_S , IGBT 导通时的压降 U_{CE} 可传递至保护电路, 当压降 U_{CE} 高于 6V (门槛电压) 时, 保护电路判定 IGBT 发生短路 (过电流), 将驱动信号关断, 并向 8 脚送出故障信号。

过电流保护时的动作流程如下:

- (1) 通过 9 脚检测到 U_{CE} 上升至 6V 门槛电压, 判为 IGBT 发生过电流。
- (2) 降低门极驱动电压, 以减小流过 IGBT 的电流, 并延长器件能够承受过电流的时间。
- (3) 立即向外 (8 脚) 送出过电流故障信号。

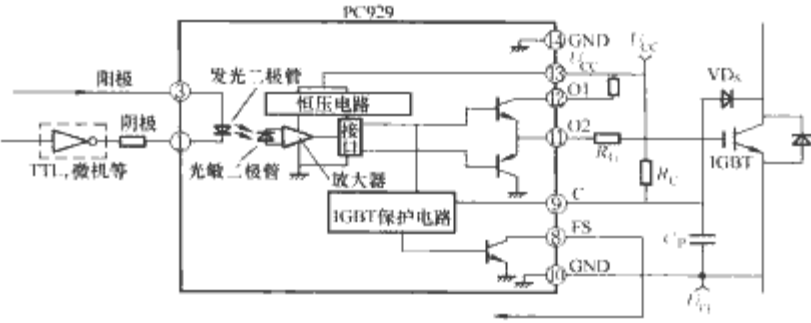


图 3.2-44 PC929 的驱动和短路保护应用接线图

(4) 微机或其他控制电路判别处理: 如果只是瞬间过电流, 且消失不再重复, 则控制系统不送关闭信号; 如果持续故障, 则关闭光耦信号, 关断 IGBT。

6.3.2 EXB 系列厚膜集成驱动器

与 PC929 相比, 富士公司的 EXB 系列厚膜集成驱动器主要是针对大功率 IGBT 模块的门极驱动设计的, 具有短路保护功能。EXB841 的显著特色是精心设计了过电流保护电路: 把过电流时降低驱动电压 U_{GE} 与慢关断技术综合考虑, 电路检测到短路故障后, 要延时 $1.5\mu s$ 驱动电压 U_{GE} 才开始降低 (以判别真假过电流), 再过 $8\mu s$ 以后 U_{GE} 才降低至 0V (相对于芯片的电源地而言)。在这 $10\mu s$ 左右的时间内, 如果短路现象消失, U_{GE} 会逐步恢复到正常值, 恢复时间可由外接元件设定。这种降栅压与软关断技术相结合, 增加了过电流保护的有效性, 延长了 IGBT 的过电流承受时间, 避免过电流时因快速关断造成 du/dt 对器件的损坏。EXB841 的电路原理图如图 3.2-45 所示, 内部集成了光耦合器、放大单元、过电流保护单元和 5V 电压基准单元。另外, 关断信号的负偏置 $-5V$ 电压, 是通过稳压管与电阻网络从电源电压分压得到的, 因此驱动器只需一组供电电源, 既满足了 IGBT 的驱动条件, 又简化了电路, 为整个系统设计提供了很大方便。

图 3.2-45 所示为 EXB 系列驱动器的功能框图, 图 3.2-46 所示为 EXB841 驱动器的内部电路图。

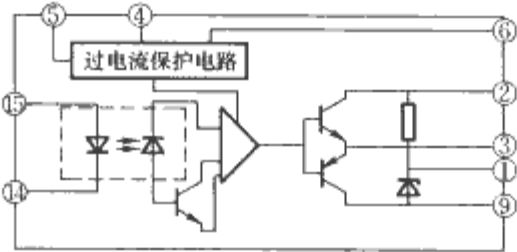


图 3.2-45 EXB 系列驱动器的功能框图

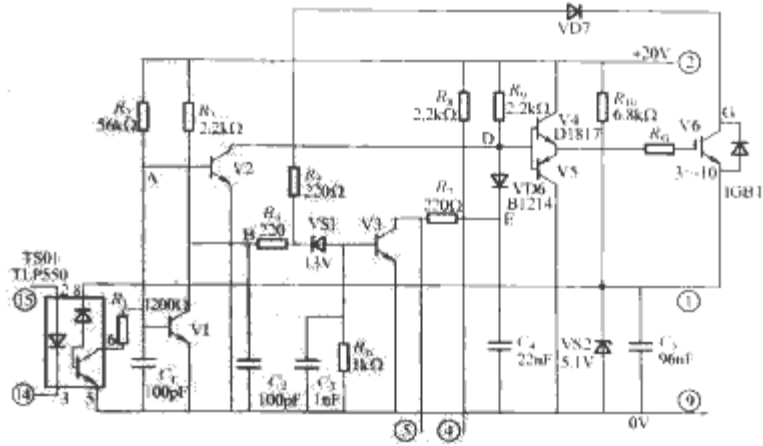


图 3.2-46 EXB841 驱动器的内部电路图

EXB 系列驱动器被广泛应用于大功率开关电源、逆变器、不间断电源以及变频器中。EXB850/851 为标准型, 其最高工作频率为 10kHz。EXB840/841 是高速型, 其最高频

率为 40kHz。表 3-2 给出了选用 EXB 系列的对照表,其中 EXB850 和 EXB851 驱动器分别能够驱动 150A/600V、75A/1200V、400A/600V、300A/1200V 的 IGBT,驱动电路的信号延时时间小于 4μs,适用于频率低于 10kHz 的开关电路。EXB840 和 EXB841 高速型驱动器分别能够驱动 150A/600V、75A/1200V、400A/600V、2000A/1200V 的 IGBT,驱动电路信号延时时间小于 1μs,适用于频率高达 40kHz 的开关电路。

表 3.2-2 给出了选用 EXB 系列对照表

IGBT	驱动 600VIGBT		驱动 1200VIGBT	
	150A	400A	75A	300A
标准型	EXB850	EXB851	EXB850	EXB851
高速型	EXB840	EXB841	EXB840	EXB841

EXB 系列的电气参数如下:

- (1) 电源供电电压为 25V (最大)。
- (2) 光偶正向输入电流最大值 $I_{F,max}$ 为 10mA。
- (3) 正向偏置输出电流为 1.5A (EXB850/EXB840), 4A (EXB851/841)。
- (4) 反向偏置输出电流为 1.5A (EXB850/EXB840), 4A (EXB851/841)。
- (5) 延时时间为 1.5μs (EXD840/EXB841), 4.0μs (EXB850/EXB851)。
- (6) 过电流保护电压为 7.5V。
- (7) 过电流保护延时时间为 10μs。
- (8) 反向偏置电压为 5V。

图 3.2-47 所示为 EXB841 的典型应用接线图,图中两个 47μF 电容为驱动电源滤波电容器,其作用是抑制由供电电源接线阻抗引起的供电电压变化。EXB 系列驱动器的应用电路如图 3.2-44 相同。驱动门极电流可以通过串联电阻 R_G 进行调整。表 3.2-3~表 3.2-6 给出了 EXB 系列应用时,外加串联电阻 R_G 的选取及电源需要提供的电流大小。

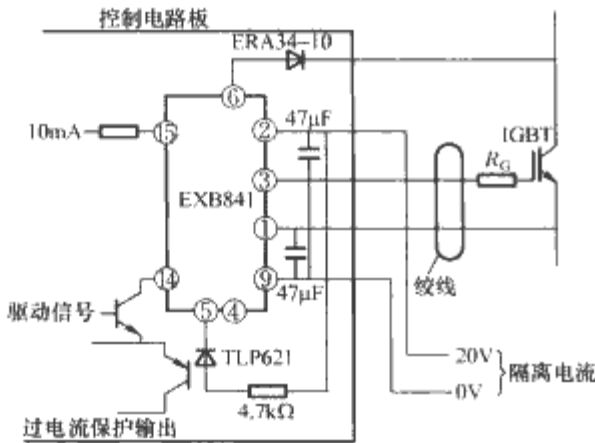


图 3.2-47 EXB841 的典型应用接线图

表 3.2-3 EXB850 推荐的门极电阻和电源电流

IGBT 额 定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A
	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A
R_G		250Ω	150Ω	82Ω	50Ω	33Ω	25Ω	15Ω
I_{CC}	5kHz	24mA	—	—	24mA	—	—	26mA
	10kHz	24mA	—	—	25mA	—	—	29mA

表 3.2-4 EXB851 应用中推荐的门极电阻和电源电流

IGBT 额 定值	600V	200A	300A	400A	—
	1200V	100A	150A	200A	300A
R_G		12Ω	8.2Ω	5Ω	3.3Ω
I_{CC}	5kHz	37mA	29mA	30mA	34mA
	10kHz	31mA	34mA	37mA	44mA
	15kHz	34mA	39mA	44mA	54mA

表 3.2-5 EXB840 推荐的门极电阻和电源电流

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A
	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A
R_G		250Ω	150Ω	82Ω	50Ω	33Ω	25Ω	15Ω
I_{CC}	5kHz	17mA	—	—	17mA	—	—	—
	10kHz	17mA	—	—	18mA	—	—	—
	15kHz	18mA	—	—	20mA	—	—	—

表 3.2-6 EXB841 推荐的门极电阻和电源电流

IGBT 额定值	600V	200A	300A	400A	—
	1200V	100A	150A	200A	300A
R_G		12Ω	8.2Ω	5Ω	3.3Ω
I_{CC}	5kHz	20mA	22mA	23mA	27mA
	10kHz	24mA	27mA	30mA	37mA
	15kHz	27mA	32mA	37mA	47mA

在应用 EXB 系列混合集成电路驱动器时应注意以下事项。

- (1) IGBT 门极-发射极驱动回路接线长度必须小于 1m。
- (2) 门极驱动回路的连接导线应为双绞线,以减少干扰信号的影响。
- (3) EXB 系列驱动器是通过检测 IGBT 导通时的饱和压降 U_{CE} 来实现对 IGBT 的过电流保护的,过电流检测和保护关断完全由驱动芯片自身完成。
- (4) EXB 系列驱动器的过电流保护采用了软关断方式,因此主回路的 du/dt 比硬关断时小了许多,有利于提高 IGBT 工作的可靠性和延长工作寿命。
- (5) 驱动器内部集成了功放电路,当容量不够时,不推荐外加功率放大电路,建议采用其他类驱动器,如三菱公司的 M579XXX 系列等。
- (6) 应用时如果 IGBT 集电极电压出现尖脉冲,说明开关工作动态电流过大,或引线电感太大,可增加门极串联电阻进行抑制,门极串联电阻的取值可参考表 3.2-3~表 3.2-6 给出的推荐值。

6.3.3 M579 系列 IGBT 驱动模块

M579 系列驱动模块是日本三菱公司为大功率 IGBT 模块设计的,表 3.2-7 给出了该系列几种厚膜芯片的基本应用特性,采用光电隔离,有些型号具有过电流保护的功能。

表 3.2-7 M579 系列几种厚膜芯片的基本应用特性

M579 系列	峰值输出 电流	短路保护 电路	优化应用范围电流	
			600V 以下 IGBT	1200V 以下 IGBT
M57957L	2A	无	≤100A	≤50A
M57958L	5A	无	≤400A	≤200A
M57959L	2A	无	≤100A	≤50A
M57962L	5A	有	≤400A	≤200A

M579 系列驱动模块功能相似,现以 M57957L/M57958L 厚膜驱动集成电路为例作介绍。

M57957L 和 M57958L 均采用单列直插式标准 8 脚厚膜集成电路封装,其引脚排列与内部功能框图如图 3.2-48 所示。

M579 系列驱动模块的主要特点是功耗较小,可单电源工作,芯片供电得到简化;输入可与 CMOS、TTL 电平兼

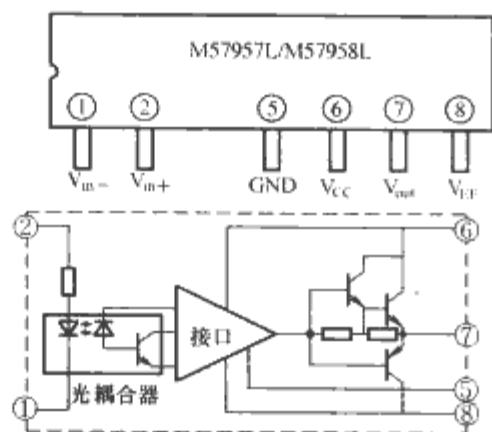


图 3.2-48 M57957L/M57958L 引脚排列与内部功能框图

容：内置高速光耦，隔离电压高达 2500V。

M579 系列驱动模块的主要参数如下：

- (1) 电源电压为 $U_{CC}=18V$, $U_{EE}=-12V$ 。
- (2) 输入信号上拉电压为 $U_{in}=5V$ 。
- (3) 输入电流为 16mA。
- (4) 传输延迟时间为 $1\mu s$ 。
- (5) 上升时间为 $0.6\mu s$ 。
- (6) 下降时间为 $0.4\mu s$ 。

图 3.2-49 所示为 M57957/M57958L 的典型应用电路，采用该线路可以分别驱动 600V/200A、1200V/100A 和 600V/400A、1200V/200A 容量以内的 IGBT 模块。

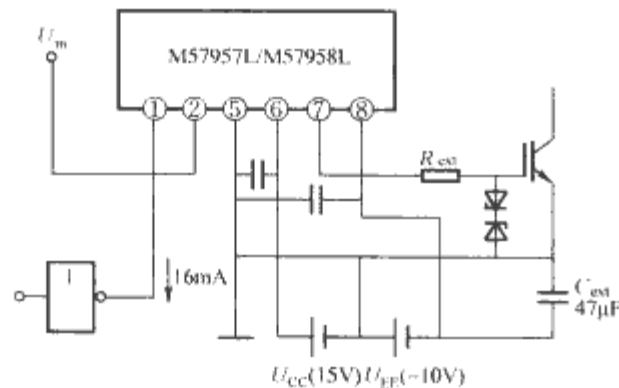


图 3.2-49 M57957/M57958L 的典型应用电路

6.4 浮地驱动集成电路

浮地驱动应用自举技术，可以为逆变桥中高压侧与低压侧的两个功率器件提供驱动信号。由于只需要一个电源，在三相逆变器电路中应用浮地驱动集成电路能够极大地简化驱动方案。IR2114/2214 是 IR（国际整流器公司）在早期通用浮地驱动集成电路 IR2110 的基础上设计的功能更加完善的驱动芯片。

IR2114/2214 的主要特点如下：

- (1) 浮地驱动两路功率器件。
- (2) 采用退饱和和技术检测 MOSFET/IGBT 过电流。
- (3) 采用降栅压和慢关断技术进行过电流保护。
- (4) 上下两路驱动都有欠电压封锁功能。
- (5) 上下两路信号互锁功能，防止桥臂直通。
- (6) 输入信号与单片机（5V）、DSP（3.3V）电平兼容。

图 3.2-50 为 IR2114/2214 的引脚排列图，芯片为 24 脚贴片封装。图 3.2-51 为 IR2114/2214 内部功能框图。

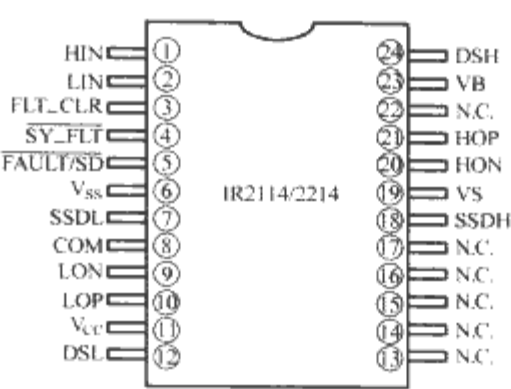


图 3.2-50 IR2114/2214 的引脚排列图

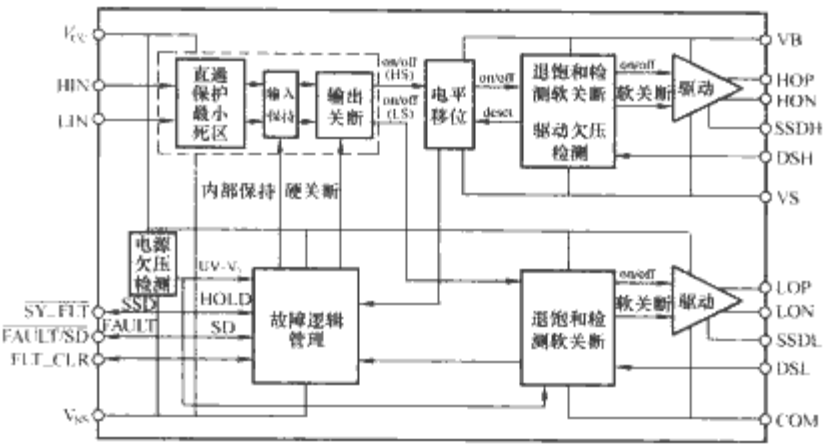


图 3.2-51 IR2114/2214 内部功能框图

IR2114/2214 的主要电气参数如下：

- (1) 最高浮地电压为 600V（IR2114）和 1200V（IR2214）。
- (2) 输出脉冲驱动电流为 2A（拉电流）和 3A（灌电流）。
- (3) 最高电源电压为 25V。
- (4) 芯片电源欠电压为 9.3V。
- (5) 浮地电源欠电压为 9.3V。
- (6) 死区时间为 330ns。
- (7) 信号传输延时为 440ns。
- (8) 上升时间为 24ns。
- (9) 下降时间为 7ns。
- (10) 上管过电流退饱和检测电压阈值为 8V。
- (11) 下管过电流退饱和检测电压阈值为 7V。
- (12) 过电流信号屏蔽时间为 330ns。

图 3.2-52 所示为 IR2214 典型应用接线图。

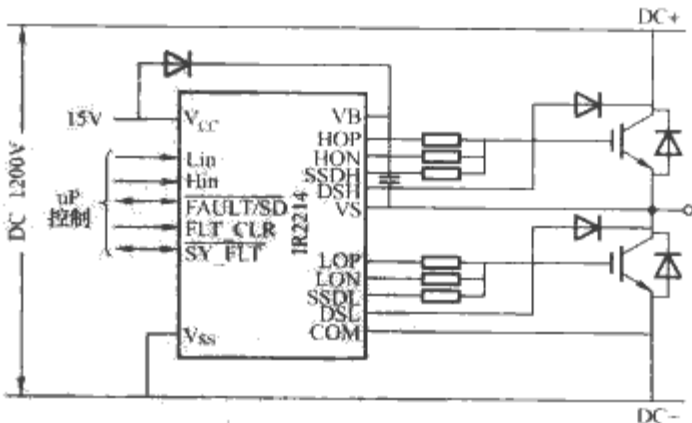


图 3.2-52 IR2214 典型应用接线图

第3章 电力电子器件保护技术

1 常见故障类型及保护方法

电力电子器件的保护主要有过电压、过电流和过热保护3类。在实际应用中,保护电路是不可缺少的一部分,其性能的优劣直接影响到器件的安全运行和装置整机的可靠性。

电力电子器件的保护首先应该从系统总体设计上考虑。器件的正确选择使用、控制电路的协调安排、合理的线路设计、良好的工艺走线可使功率器件工作于最佳状态,也是安全可靠运行的基础,保护措施应该建立在上述基础之上来设计。

2 过电流保护

2.1 过电流原因与分类

电力电子电路发生过电流的原因很多,如负载变化、故障短路、器件芯片失效、干扰侵入引起误动作、人为错误等。

(1) 采用快速熔断器、快速开关、交流断路器等都是较简单的保护措施,但它们的动作时间较慢,快速熔断器通常需要20ms,而交流断路器则需要0.1~0.2s。这些保护措施一般用来限制过电流故障的进一步扩大。

(2) 采用电子电路进行过电流保护,对电力电子器件进行快速的过电流检测和保护需要采用电子电路来实现,电子电路保护电路具有灵活、快速等特点。由于电力电子器件多种多样,其相应的过电流保护电路也不尽相同,其一般的工作原理是先检测流过器件的过电流信号,经处理后,再去控制功率电路的控制电路或器件驱动电路,有效地关断电力电子器件。根据检测的电流信号不同,过电流保护电路可分为峰值、平均值和有效值保护。

2.2 过电流检测

(1) 用电阻(分流器)或电流互感器检测流过功率器件的电流。

(2) 对IGBT等器件可以通过检测其饱和压降 $U_{CE,sat}$ 来反映过电流情况。

(3) 检测负载电流,检测流过负载上的电流是一种间接的测量方法。通常检测负载电流的方法用于电路中功率器件个数较多的场合。

2.3 过电流保护电路

2.3.1 集中过电流保护

所谓集中过电流保护,就是检测逆变桥直流母线上的电流,当该电流值超过规定阈值时,封锁所有桥臂上的所有功率器件驱动信号。图3.3-1所示为集中过电流保护的原理图。检测电流的霍尔传感器放在直流侧,在正常情况下,保护电路输出OC为高电平。一旦直流母线电流超过设定阈值,比较器LM311的输出状态由高电平变为低电平,经RC延时后,OC将由高电平变为低电平。用这个低电平信号使封锁电路动作,封锁逆变桥上所有IGBT的驱动信号。RC组成的延

迟电路是为了防止封锁电路误动作而采取的抗干扰措施。

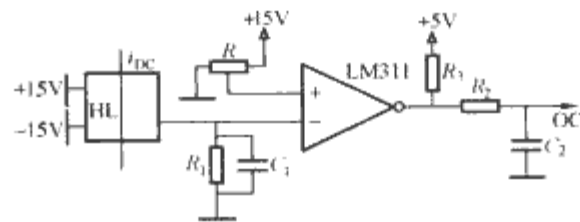


图 3.3-1 集中过电流保护原理图

2.3.2 分散过电流保护

分散过电流保护就是检测逆变桥各个桥臂上的电流(有时甚至是流过每一只功率器件的电流),当该电流超过设定阈值时,封锁该桥臂上功率器件的驱动信号,分散保护也称为就地保护。图3.3-2为IGBT分散过电流保护的原理图,图中用IGBT的饱和压降 $U_{CE,sat}$ 来检测过电流,因为 $U_{CE,sat}$ 随着集电极电流 I_C 的增大而增大,通过查阅相应IGBT的产品数据手册,可以得到 $U_{CE,sat}$ 与 I_C 的关系。VS为稳压管。

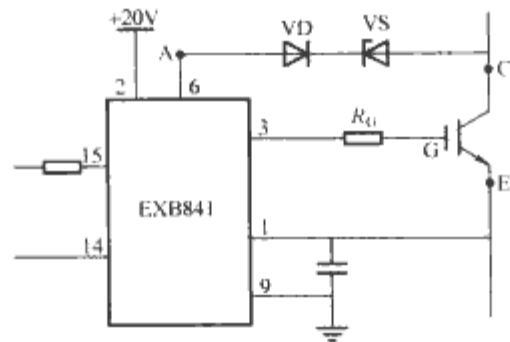


图 3.3-2 分散过电流保护原理图

图3.3-2中,通过快恢复二极管VD来检测 $U_{CE,sat}$,该电路采用IGBT专用驱动器EXB841。EXB841内部具有完善的降栅压和软关断功能,并具有内部延时消除干扰产生的误动作。当发生短路或过电流时,快恢复二极管VD检测到故障信号并送入EXB841的⑥脚,启动EXB841内部电路中的降栅压及软关断电路,低速关断电路慢速关断IGBT。

值得注意的是,过电流发生以后,功率器件的关断需采取合理的方式。因为过电流时通常流过功率器件的电流较大,发生过电流或短路时在很短的时间内电流急剧增大,其上升速度由直流母线电压和短路回路的寄生电感决定。由于此时快速的电流变化,很高的 di/dt 容易对器件造成过电压。如果保护电路动作,很大的短路电流被快速关断会再一次感应一个过电压,其大小可达正常工作电压的数倍。为保证器件安全工作,过电流短路保护电路关断时需要采取软关断措施。对于IGBT来说,为了限制过电流时电流的大小,延长器件承受过电流时间,往往还采取降低驱动电压的办法(参考第2章驱动芯片PC929、EXB841、IR2114/2214、M57957L等)。

3 过电压保护

过电压产生的原因主要来自电击、电网中的电压浪涌尖峰,以及电路内部开关器件开通关断引起的电压尖峰。

常用的过电压保护措施如下。

(1) 采用阻容吸收电路。阻容吸收电路的作用是利用电容来吸收尖峰过电压, 利用与电容相串联的电阻来消耗过电压的能量, 从而抑制引起的振荡。通常阻容吸收保护电路就近直接并联于电力电子器件两端, 不仅可以抑制器件开关换流引起的电压尖峰, 还能够吸收直流母线上浪涌电压。关于阻容缓冲吸收电路的电路类型, 可参考本章第4节电流、电压动态上升率抑制。

(2) 采用非线性电阻器件。压敏电阻过电压抑制器, 金属氧化物压敏电阻是由氧化锌、氧化铋等材料烧结而成的非线性元件, 其功能类似于两个反向对称的雪崩型整流器, 未击穿时漏电流小、功耗小, 击穿时动态电阻急剧变小, 允许的浪涌电流值很大, 抑制过电压能力很强, 而且压敏电阻体积小、反应快, 把压敏电阻并联于功率器件两端可用于毫秒级的过电压。当过电压消失后, 压敏电阻又可立即恢复为高电阻。压敏电阻主要缺点是额定持续功率小, 通常只有几瓦, 长时间的过电压会导致压敏电阻损坏。因此在任何情况下, 流过压敏电阻的持续电流峰值不能超过1mA, 也不宜于高频工作。

(3) 采用电子电路进行过电压保护。阻容吸收作为过电压保护, 其吸收能力是有限的, 压敏电阻保护也有很大的影响, 设计各种灵活、快速的电子电路进行过电压检测、判别和保护, 可以起到很好的效果。

在实际应用中, 通常几种保护措施同时采用。

4 电流、电压的动态上升率抑制

电力电子器件工作于高频开关状态, 开关过程中电压、电流变化率很大, 加上线路上的分布电感电容参数, 容易造成动态过电压和过电流。针对开关转换过程中引起的动态电压、电流过冲, 可采用缓冲电路进行吸收保护。缓冲电路的主要作用是减小开关过程中的电压电流应力, 抑制 du/dt 和 di/dt ; 改善器件工作的工作轨迹, 使器件工作于安全工作区内, 防止过电压、过电流损害器件; 减少器件的开关损耗。

4.1 di/dt 抑制电路

电流缓冲电路用于抑制器件开通时电流过冲和快速上升 (di/dt), 减小开通损耗。最常用的方法是在电力电子器件上串联电感, 如图3.3-3所示。开通时电感限制了流过电流的快速上升, 抑制了 di/dt , 关断时二极管续流, 电感上的能量消耗于电阻上。限流电感 L_s 的大小可以由所希望的 di/dt 值及母线电压 U_c 计算得到, 即

$$L_s = U_c / (di/dt)$$

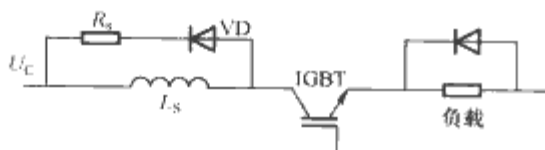


图 3.3-3 电流缓冲电路

4.2 du/dt 抑制电路

电压关断缓冲电路, 也称为吸收电路, 用于吸收器件关断时的电压过冲, 抑制 du/dt , 减小关断损耗。通常用电容回路作为电压缓冲吸收电路。常用的电压缓冲吸收电路可以分为以下几种类型:

(1) C型缓冲电路, 仅由一个电容 C_s 组成。用于小功率场合, C_s 选用无感电容。

(2) RC型缓冲电路, 由电阻和电容串联组成。

(3) RCD型缓冲电路, 由于向电容的充电和放电被二极管 VD 分为两条不同的通路, 缓冲效果好, 常用于功率较大的变流器中。设计 RC 时应保证电容上的电压在器件导通时能够彻底放完。

图3.3-4所示为3种常用的电压缓冲电路。

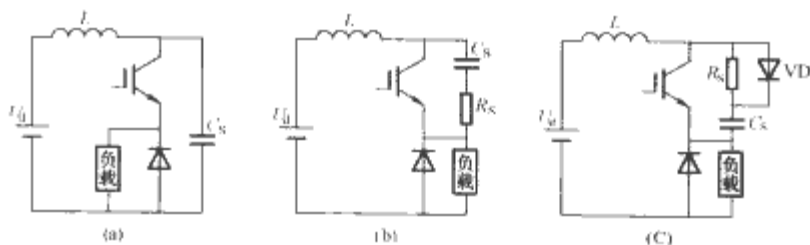


图 3.3-4 3种常用的电压缓冲电路

(a) C型缓冲; (b) RC型缓冲; (c) RCD型缓冲

在大功率电力电子电路中, 通常同时采用电压缓冲与电流缓冲电路。图3.3-5所示为GTO斩波器中的电压缓冲与电流缓冲电路。

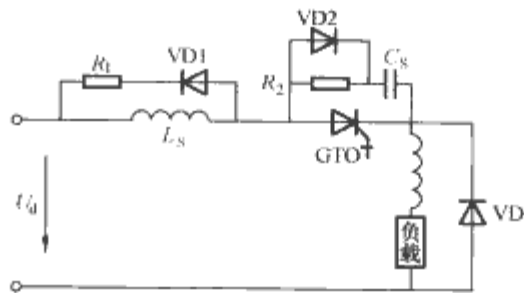


图 3.3-5 GTO斩波器中与电压与电流缓冲电路

5 过热保护

电力电子器件是温度敏感器件, 如果工作时结温过高会造成损坏。所以一般功率器件必须安装在散热器上, 并且在最大耗散功率和最高环境温度的最恶劣情况下, 器件的结温应低于额定结温 (150°C)。

过热保护通常采用以下两种方案:

(1) 安装足够大的散热器, 或采用强制风冷、水冷等措施。

(2) 检测电路的工作温度, 当器件的结温超过安全设定值时, 便采取关断措施, 通常用检测功率器件表面或附近散热器上的温度来代替结温, 此时设定的安全温度阈值应低于真正的结温。

第4章 缓冲与吸收技术

电力电子器件,即半导体功率开关元件所面临的工作状况是对高电压、大电流进行快速开关切换。由于器件、电路的非理想特性,如开通、关断的非瞬时性,元件和线路的寄生电容、杂散电感等,使得这一开关过程偏离理想状况,变得十分恶劣,甚至导致器件损坏。缓冲与吸收技术正是针对这些不利情况进行的必要改进与补救。

1 缓冲/吸收电路

吸收电路(Snubber)又称缓冲电路,是一种开关辅助电路(网络),很早就被用来改善功率开关元件瞬态工况,如继电器的阻容、电阻-电容-二极管灭弧电路,晶闸管的开通和关断缓冲电路等。“吸收”与“缓冲”在电力电子技术中没有什么分别,本章中对此不加区分。传统的吸收电路作用主要是抑制高的 di/dt 和 du/dt , 确保器件工作在安全工作区,以及在一定程度上降低器件瞬态功耗,缓解 EMI 情况。随着电力电子技术的发展,新的开关拓扑理论、检测手段、控制策略、驱动方式以及最新电、磁元件得到广泛应用,无损耗或低损耗的无源、有源吸收技术受到越来越密切的关注、研究和应用,成为一类重要的软开关技术。本章主要着眼于缓冲电路的传统运用场合,即电力电子器件的运行保护和合理使用,不涉及基于吸收技术的软开关技术。

1.1 吸收电路的基本原理

现代电力电子装置因其开关工作方式而能够以较高效率进行能量变换,同时也由于开关元件的非理想特性,在导通或关断瞬间电压电流不能突变,而产生较高电压较大电流的短暂重叠,这在二极管续流感性负载工况时尤其严重,加之寄生参数等不可避免的原因,以及快速工作下的功率二极管反向恢复特性影响,开关电压-电流轨迹很差,有可能超越 SOA 范围。

图 3.4-1 所示为典型电力电子开关电路的拓扑单元,绝大部分开关功率变换器都可以看做这两种拓扑单元的组合。在实际电路中,电压源(电流源)一般以足够大的电容(电感)元件替代。假定线路寄生参数和二极管特性均为理想情况,以主功率开关阻断为初始态,电流源电流通过二极管续流维持。当开通控制信号给出,有源开关(V)电流开始上升,由于开关管的非理想特性,其开通电流上升时间不可能达到无穷小。在此期间 V 和 VD 各导通部分电流,而二极管在正向载流时是不承受反向电压的,这意味着 V 同时承

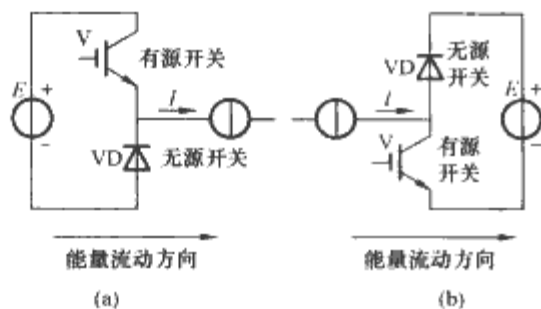


图 3.4-1 典型电力电子开关电路的拓扑单元

- (a) 能量从电压源向电流源传递;
(b) 能量从电流源向电压源传递

受电压源电压 E 和部分电流,直至其电流上升到 I , 二极管才由导通转向阻断;同样,当关断信号给出,由于 V 两端的电压上升时间不为零,二极管 VD 在其两端电压降至零之前不导通, V 又必须同时承受电流 I 和部分电压,直到端电压上升为 E 。这使得开关管的电压和电流波形及开关轨迹如图 3.4-2 所示,在开关状态切换期内,主开关上有电压电流重叠以及相应的能量耗散。而考虑线路寄生参数以及二极管的非理想反向恢复特性,开关情况就更加恶劣,其开关过程如图 3.4-3 所示。硬开关工作还有一种非理想特性是开关元件的寄生并联电容放电,即在导通瞬间形成电流冲击,并将寄生并联电容在阻断期间存储的全部电场能量损耗在开关管上,这一效应在功率 MOS 等结电容大的高频器件尤为明显。以 PWM 工况为例,毫无干预措施的硬开关工作不仅由于开通、关断瞬间的电流、电压重叠以及寄生电容放电产生正比于开关频率、电压和电流水平的开关损耗,从而减低了变换效率,还因为越来越快的开关速度导致很高的 di/dt 、 du/dt , 通过线路寄生参数、二极管反向恢复产生大的电磁干扰以及额外电气应力,进而削弱了电磁兼容性和工作可靠性。实际上,其中的能耗、干扰等问题相对而言都还是比较次要的,非理想特性下硬开关工作导致的器件超出安全工作区、电气应力(主要是电压应力)过大,则有可能造成器件的不可逆损坏,如二次击穿、过电压击穿等,这才是致命的问题,需要认真应对。

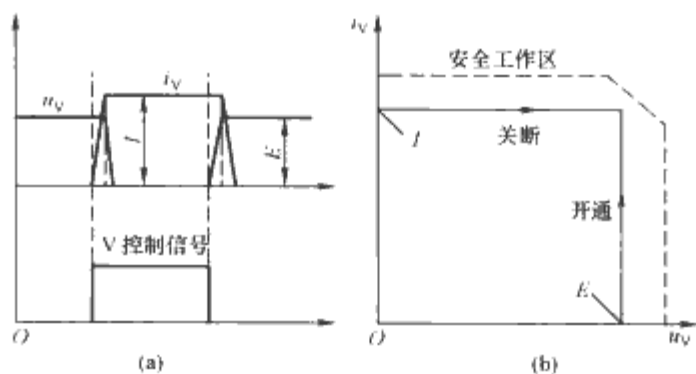


图 3.4-2 不考虑寄生参数的

PWM 变换器功率开关过程

(a) 开关管的电压和电流波形; (b) 开关管的开关轨迹

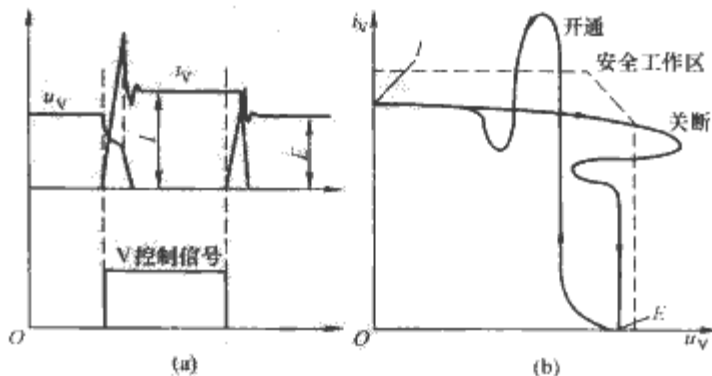


图 3.4-3 考虑寄生参数和二极管反向

恢复时 PWM 变换器功率开关过程

(a) 开关管的电压和电流波形; (b) 开关管的开关轨迹

在电力电子器件应用当中,有一部分器件本身工作原理和特性决定它们具备比较好的强壮性,其安全工作区(SOA)宽大方正,在电路设计得当情况下,亦即分布参数、驱动性能等到位前提下,是可以无辅助手段硬开关工作的,如 MOSFET 和 IGBT 等。这些新型的场控型全控器件,其安全工作区虽宽,但应力冗余度十分有限,尤其是过电压耐受能力很差,对器件工作轨迹约束要求很高,必须严格限制在 SOA 之内。与此同时,相当部分半导体功率开关元件对开关状态切换条件有严格限定,例如许多器件对关断 du/dt 有限制要求,大功率晶体管(BJT)的 SOA 比较狭窄,要限制关断电压上升的 du/dt ,管端电压不得超出其二次击穿电压范围;门极可关断晶闸管(GTO)则对关断期间的 du/dt 有严格限制,如果超过其挤流效应中局部功耗上限,也会出现损坏;早期的 IGBT 由于等效寄生了并联晶闸管,存在关断栓锁效应,一旦关断 du/dt 过高,将感应触通此晶闸管,导致关断失效。即便是一贯以可靠性著称的大功率半控器件晶闸管(可控硅,SCR),其对开通电流上升率 di/dt 以及正向电压上升率 du/dt 也是有限制要求的,过高都会导致损坏。因此,吸收/缓冲技术成为解决上述问题的最简单方法。

所有吸收电路都是利用电感元件电流不能突变和电容元件电压不能突变的特性来工作的,其基本原理是在主开关所在回路上以一容性支路与之并联,利用电容两端电压不能突变特性在主管关断期间为其提供一条分流路径,避免它同时承受高电压,实现关断工作轨迹的约束;与此相对偶,以一感性元件与主管串联,利用电感之中电流不能突变的特性在

开通期间为主管提供一个分压元件,缓升主管电流,避免其同时承载大电流高电压,实现开通工作轨迹的约束。图 3.4-4 所示为关断及开通吸收电路的基本结构和原理波形,为了避免储能元件的能量泄放回路与主电路之间的不良相互作用,往往以一个二极管将它们隔离。一般该二极管是与主开关具有相同电压耐量的快恢复类型,其瞬态特性对吸收电路工作影响较大。

1.2 吸收电路的参数设计

在分析吸收电路时普遍采用以下假设:开关过程时间远远短于开关周期,其间负载电流可视为保持恒定;功率开关电流上升、下降时间为常数,与外部条件无关。缓冲电感量和吸收电容值(L_S 和 C_S)的选择取决于开关器件电压(电流)下降速度、模型及对开关损耗的要求。一般器件开通期间电压变化以线性下降近似已很精确,缓冲电感量值、开通吸收强弱及相应开通损耗的定性、定量估算均可采用与后述关断吸收电容相对偶的方法;开通缓冲电感估算公式为

$$L_S = \frac{U_d t_{UF}}{I_o} \quad (3.4-1)$$

式中: U_d 为电源电压; I_o 为最大负载电流; t_{UF} 为主管电压下降时间。缓冲电感在减轻开通功耗同时还有改善二极管反向恢复特性的作用,考虑到这一点,实际取值往往大于估算值。

开关器件的关断速度普遍慢于开通速度,关断电流突降为零的模型除在吸收电路定性分析中用到,在参数计算中较少采用。MOSFET、功率三极管等器件关断电流变化模式近似线性下降,其间吸收电容电流线性上升,两端电压则为其积分,呈抛物线形上升。按管端电压在管电流下降为零之前、之后上升到电源电压,可将吸收电容分为弱型吸收和强型吸收,二者的临界点称为中型吸收,其值为

$$C_{SN} = \frac{I_o t_{ff}}{2U_d} \quad (3.4-2)$$

式中: t_{ff} 为电流下降时间。积分可得中型吸收情况下主管关断损耗为

$$P_{offN} = \frac{U_d I_o t_{ff} f}{12} \quad (3.4-3)$$

式中: f 为开关频率。对于强型吸收,取 $K_C = C_S/C_{SN}$,主管关断损耗经简单推导为

$$P_{off} = \frac{P_{offN}}{2\sqrt{K_C - 1}} \quad (3.4-4)$$

吸收电容充电至 U_d 耗时,有

$$t_i = \frac{K_C + 1}{2} t_{ff} \quad (3.4-5)$$

对于 GTO、早期 IGBT 等因基区剩余少数载流子复合效应而存在明显关断拖尾电流的器件,不能用线性电流下降模型,需采用较复杂的模型和计算方法,但定性结论与电流线性下降模型是一致的,只是定量上归结为以更大 C_S 取值达到削减开关器件关断电压电流重叠的目的,在此不作赘述。

图 3.4-5 所示为采用不同强度的吸收参数下功率开关的开关轨迹。可以看到,在不加任何措施情况下,一般来说由于电路寄生参数(杂散电感、电容)储能的缘故,它们在遇到开关动作造成的电压(电流)急剧变化时,总是要寻找出路释放所存储能量,导致开关电压(电流)的冲击、振荡,尤其是管端电压的过冲,这种情况只有在电路布局良好,开关容量有限场合可以被抑制到可以接受的范围内。一般而言,电路都不能在这种恶劣条件下工作。从吸收电路的设

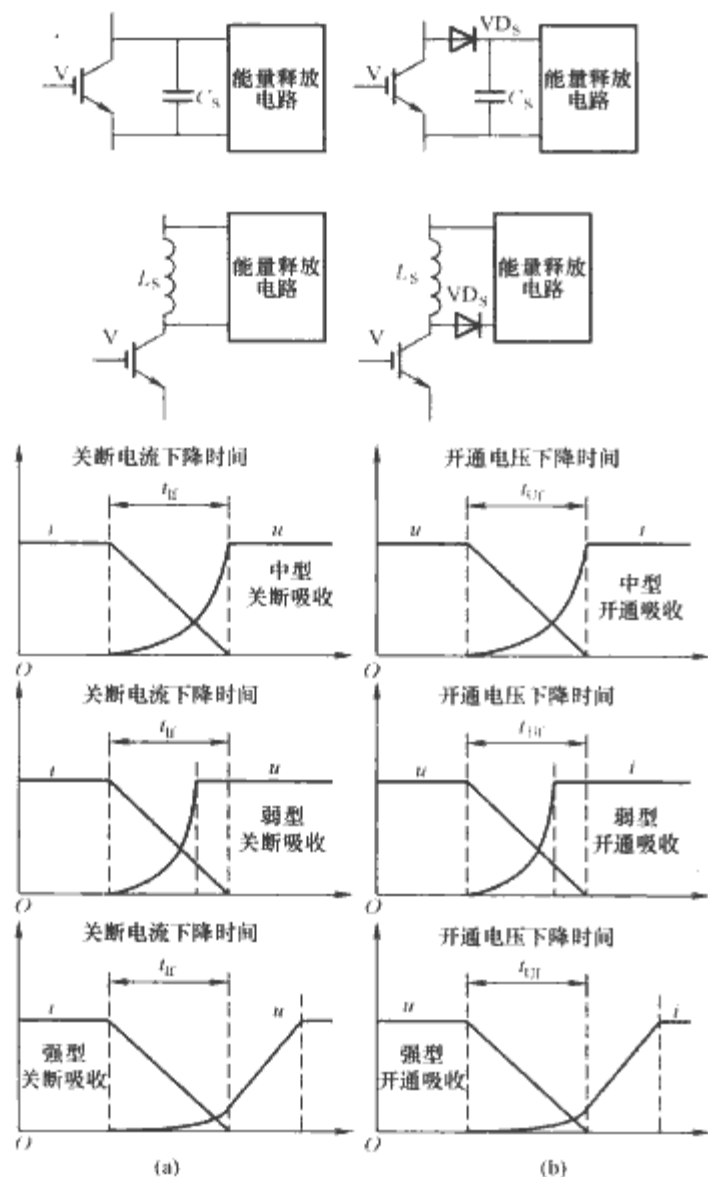


图 3.4-4 吸收电路的基本结构和原理波形
(a) 关断吸收电路及波形; (b) 开通吸收电路及波形

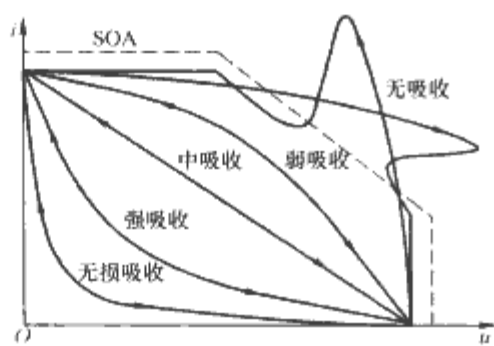


图 3.4-5 不同强度的吸收参数下功率开关的开关轨迹

置目的上看，是不尽相同的，传统的吸收电路作用是削弱器件开通、关断期间过大的 di/dt 与 du/dt ，减少其间器件上电压、电流的重叠，将开关轨迹约束在安全工作区范围内，确保电路可靠运行。为此吸收储能元件参数不必选择过大，只要满足安全工作区要求即可。另外一种应用场合是靠吸收电路来实现软开关，也就是说选取较重的吸收储能元件参数，使得开通、关断过程中管端电压与管载电流尽可能相互错开，重叠越少越好，这使得开关轨迹非常靠近坐标轴，开关工况十分优化。对开关元件而言当然后者是更好的工况，但是在技术选择上要全面考虑：吸收储能元件取值越大，存储能量越多，而它们在下一个开关状态变换之前必须“复位”，即要求电感（电容）上的电流（电压）回零，将存储在磁场或电场中的能量释放，才可确保下一开关周期的吸收功能。传统的耗能式吸收电路把这些正比于 f 、 $L_S I_0^2$ 、 $C_S U_d^2$ 的能量通过电阻泄放，如图 3.4-6 所示。主管开关工作轨迹优化以上述额外吸收损耗的增加为代价，存在一定的矛盾。为兼顾主功率元件保护和总变换效率的维持，往往将吸收参数选取为弱型（GTO 等有特殊要求器件除外），可低至中型参数的 1/4。如此仅维持开关轨迹于 SOA 之内而已。如果是基于吸收思路的软开关技术，其关键就在于处理吸收储能元件中的能量，将重吸收参数储能元件中能量回馈电源或负载，达到软开关目的，这不是本章叙述要点。总的看来，吸收电感电容的取值在实际工程应用中很大程度上受经验及厂家给定数据左右，尤其是吸收电容，在容值大到一定程度后开关管的关断损耗便不再明显下降。应该特别指出的是，文献中提到的“吸收电路”并不都是用于减轻开关电压电流重叠的，相当一部分实际上是钳位电路，如逆变器直流母线电压过冲吸收电路，出于相似的工作机理以及使用当中经常的密不可分性，本章在着力叙述吸收电路同时，对钳位电路不加排斥和严格区分。

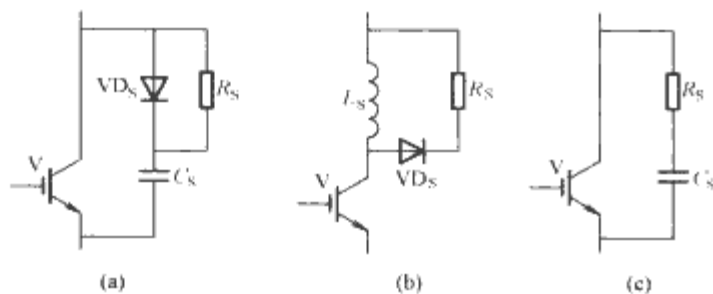


图 3.4-6 传统的耗能式吸收电路

(a) 关断 RCD 式；(b) 开通 RLD 式；(c) 关断 RC 式

讨论常规保护性吸收参数选择，式 (3.4-1) ~ 式 (3.4-5) 给出了强型吸收参数下的计算依据，弱型参数的情况也可以比照简单获得。如果不考虑器件要求、寄生参数效应，常规的电感、电容、二极管、电阻吸收电路是有一个效率最优选取的。从这些公式可以看到，吸收参数小，吸收储能元件相关损耗就小，而开关管开关损耗较大；反之，吸收

损耗大，开关损耗小。所谓效率最优参数就是这两者的折中，具体分析可以从上述公式求极值等简单获得，在此不做详细推导。定性的结论是，以关断电容吸收为例，中弱型耗能式吸收产生的理论总能耗最低。

之所以不详细叙述这个理论“优化”情况，是因为其实际意义有限。首先，吸收储能元件参数的选择很大程度上是由开关元件性能和工作环境决定的。例如 MOSFET 和 IGBT 等器件在电路布局良好前提下很多可以无吸收辅助工作，而 GTO 关断必须使用强的吸收电容参数以确保安全工作，而不是看消耗了多少能量。在电路物理形状不是很理想，存在明显寄生线路电感、电容的情况下，会在功率开关两端产生很大关断尖峰电压或开通冲击电流，这通常要靠较大参数的吸收电路来解决，由于分布参数的难以测量，具体吸收参数往往要在电路调试中试凑。

图 3.4-6 中的 3 种吸收电路方式都是很常见的，除了上述吸收储能元件 L_S 、 C_S 的选择外，吸收电阻、二极管的参数选择也是很重要的。

首先来看图 3.4-6 (a)，RCD 吸收电路在主开关关断时部分管电流从 VD-C 旁路流过，这一过程是短暂的，但冲击电流幅值及其变化率均较大，通常电流峰值可达管电流额定值， di/dt 达到数百安培/微秒 ($A/\mu s$) 以上，这要求所在支路两个元件的等效串联电感 (ESL) 小，等效串联电阻 (ESR) 小，二极管的正向恢复特性好，以产生尽可能小的正向瞬态电压。关断缓冲过程往往只持续微秒级时间，此后主开关关断，吸收电容承受与之相同的电压，以上工作过程决定了 C_S 应该是额定电压与主开关同等级的低感电容。到下一开关周期，主开关导通， C_S 存储能量通过 R_S 和主开关释放，这是一个典型的一阶 RC 放电过程，持续时间由电阻、电容时间常数 $\tau = R_S C_S$ 决定，通常认为 $4 \sim 5\tau$ 后电容能量释放完毕，实现复位。在变换器设计工作情况下可以得知其最小占空比，亦即开关最小导通时间 $t_{on,min}$ ，按上述分析

应有： $4 \sim 5\tau < t_{on,min}$ ，即 $R_S < \frac{t_{on,min}}{4 \sim 5C_S}$ ，据此选取吸收电阻

阻值大小。因吸收电容复位造成的主开关附加电流峰值为 $I_P = U_d / R_S$ ，一般来说，在满足上一个不等式前提下电阻阻值越大越好，以削弱主开关附加电流应力。吸收放电电阻的耗散功率完全由吸收电容储能以及放电频率决定，也就是 $P_{R_S} = \frac{1}{2} C_S U_d^2 f$ 。放电过程初始， C_S 两端电压，即主开关稳

态耐压，全数加诸 R_S / VD_S 之上，因此 VD_S 与主开关在相同耐压等级。对于 VD_S ，由于其运行在关断期间每周一次短暂的脉冲电流工作模式，其电流脉冲峰值达到主开关额定电流值，持续时间因 C_S 大小而异，故其电流等级选取没有十分明确的计算公式，这个二极管必须是开关切换速度上与主开关工作频率可匹配的快速二极管，可依据二极管数据手册中脉冲工作模式的电流降额曲线进行选择，在工程实践中往往选取较大吸收二极管电流等级，以缩减其散热要求，尽量缩短吸收支路长度，以获得好的吸收支路寄生参数特性。

图 3.4-6 (b) 所示电路，即开通 RLD 式吸收电路，与上述电路完全对偶。在主开关开通时部分电源电压由 L_S 电感元件分担，这一过程是短暂的，往往只持续微秒级时间，此后主开关完全导通，缓冲电感流过与之相同的电流，以上工作过程决定了 L_S 是额定电流及工作频率与主开关同等级的电感。到下一开关周期，主开关关断， L_S 存储能量通过 R_S 和 VD_S 释放，这是一个典型的一阶 LC 放电过程，持续时间由电阻、电感时间常数 $\tau = L_S / R_S$ 决定，通常认为 $4 \sim 5\tau$

后电容能量释放完毕,实现复位。在变换器设计工作情况下可以得知其最大占空比,亦即开关最小关断时间 $t_{off,min}$,按上述分析应有 $4 \sim 5\tau < t_{off,min}$,即 $R_S > \frac{4 \sim 5L_S}{t_{off,min}}$,据此选取吸

收电阻阻值大小。因吸收电感复位造成的主开关附加电压峰值为 $U_P = I_0 R_S$,一般来说在满足上一个不等式前提下电阻阻值越小越好,以削弱主开关附加电压应力。吸收放电电阻的耗散功率完全由缓冲电感储能以及开关频率决定,也就是 $P_{RS} = \frac{1}{2} L_S I_0^2 f$ 。电感复位过程初始, L_S 所载电流,即主开关稳态电流,全数加诸 R_S/VD_S 之上,因此 VD_S 流过与主开关额定值相同的电流峰值。对于 VD_S ,其选取与RCD关断吸收类似。对 R_S 的选择与上面还有略微不同,在这个情况下主开关关断时电流很快转移到 R 、 VD 串联支路,在其上产生一个电压降落,这对主开关而言是附加电压应力,与电源电压一起加之其上,为减少这一额外负担, R 、 VD 串联支路也应该是低电感的,在图3.4-6(a)中,吸收电阻并没有低感要求,对大功率电阻,非低感电阻(如绕线式电阻)的选择难度比低感电阻(如金属膜电阻)要低得多。

实际上,一般所谓吸收电路在工程实践中使用最多的是如图3.4-6(c)所示的RC吸收电路。可以看到,这个电路并没有在功率开关两端并联如前RCD吸收那样“纯粹”的容性支路,而是采用电阻与电容串联后并入。这样的接法主要是出于以下几个考虑。

(1) 电路简单、廉价。直观看RC吸收在主开关关断期间比RCD在分流支路上多出一个电阻元件,其限制管端电压上升率的能力被削弱,但在一定的参数选择范围内,只要保证吸收电容的完全充放电,仍具备管电压 du/dt 的约束功能,这里RC吸收所不同的是吸收电阻参与到关断吸收分流支路,必须使用低感电阻。另外电阻在电容充电与放电过程中都消耗能量,其额定功率应比前面的估算方法约大出一倍。

(2) 作为阻尼振荡的RC吸收。众所周知,在无附加措施情况下线路杂散电感载流储能在功率开关急剧关断的时候能量向其寄生电容释放,形成LC谐振振荡,其振荡电压峰值可高至破坏性程度,或其高频振荡对控制、检测、驱动造成不利干扰,甚至造成误动作。在这种情况下可以与器件寄生电容并联一条RC支路,参与上述能量转移过程,其时间常数远大于上述寄生振荡本征周期,且取谐振阻尼系数为过阻尼,可以有效削减振荡过冲,消除高频振荡拖尾。在这种情况下,RC参数选择与前面大不一样,附加电容应大于功率开关寄生管电容以“淹没”其高频振荡的可能,此外电阻阻值必须对振荡产生过阻尼,由于寄生参数的不确定性,RC参数的选择带有很大随机试凑性质。

(3) 桥臂工作场合避免RCD电路的短路电流问题。因为桥臂电路直接跨接在电压源两端并互补工作,其元件关断吸收多采用RC形式,以避免在对管开通时产生类似瞬间短路的大电容放电电流尖峰。

1.3 钳位电路

如前所述,与吸收电路十分相似还有一类电路用于分布参数所致功率开关电压过冲的抑制,被称为钳位电路(clamping circuit)。由于一般电力电子电路通常是电压源输入、输出形式的变换器,所以电压钳位电路较为多见,按电路对偶原理也可以得到电流钳位电路。

钳位电路之所以与吸收电路相似,是因为其工作原理相

似,即利用电容两端电压不能突变的特性工作,能量释放方式相似,即利用电阻释放能量。电压钳位电路的一般形式如图3.4-7所示。

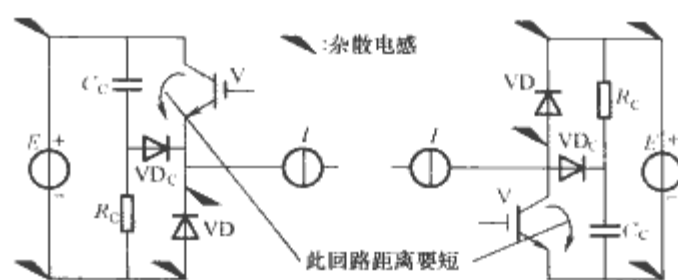


图 3.4-7 电压钳位电路的一般形式

从图3.4-7可以看到,电压钳位电路与吸收电路不同之处在于其电容的工作状态不同,吸收电路电容是完全充放电的,而钳位电路中电容电压基本在相关电压源 E 值附近波动,从不完全释放能量。图中楔形符号表征实际电路杂散电感可能的所在,在主开关 V 关断切换过程中,它们抵挡电流流过,感应出电压施加到 V 上,电流 I 可以找到 VD_c-C_c 路径暂行,避免感应电压冲击过大,待关断工作进入稳态, C_c 上储能再通过 R_c 释放,部分消耗,部分回馈到 E 。可见图中的钳位回路必须保持短距离,采用高频、低感二极管和电容,以尽量降低保护回路的感应电压尖峰。

2 缓冲/吸收技术应用

通过上面章节的叙述,在实际电路中吸收电路的形式与基本原理形式大致相近,可能是单独的开通吸收、关断吸收,也可能是组合的开通、关断吸收电路,钳位电路因其相似性和功能相近性,也罗列其中。

2.1 单端变流器吸收电路

所谓单端变流器(single-ended)是只使用一个主功率开关对负载进行单方向激励的变流器,其开关吸收电路几乎是基本原理电路的重复,如图3.4-8所示。

图3.4-8(d)实际上是图3.4-8(a)与图3.4-8(b)的组合简化,开通吸收和关断吸收共享了吸收二极管以及电

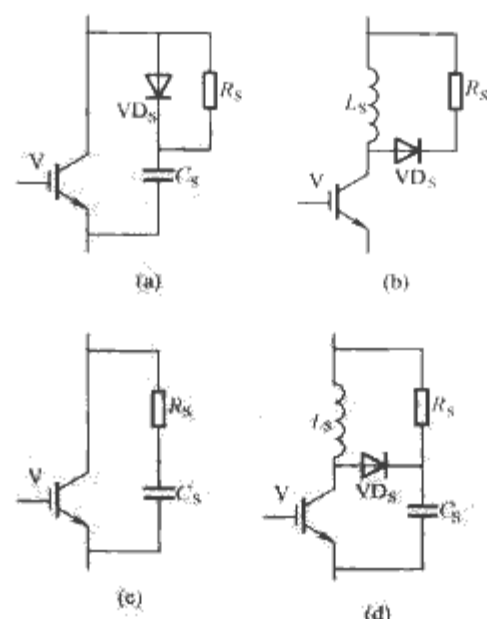


图 3.4-8 单端变流器开关吸收电路

(a) RCD关断吸收; (b) RLD开通吸收;
(c) RC关断吸收; (d) RLCD开通、关断复合吸收

阻, 参数选取应该兼顾两者要求。该电路简洁明了, 比较特别的一点, 在主开关导通开始存在一个 RLC 谐振的过程, 该二阶谐振仅持续半周期, 通过功率开关完成电容复位。这个电路因合并简化, 参数选择比较局促, 附加电流应力比较大。

2.2 桥式电路吸收与钳位电路

桥式电路的吸收与一般开关功率变换电路原理多有共通之处, 如工作原理、参数选取等, 但由于其拓扑结构比较特殊, 功率开关成对串联后跨接在电压源两端, 输出端电流相对开关状态转换时间而言大多稳定少动, 使得这类电路的吸收附加结构与单端变换器有所不同, 具有独特性, 两管往往可以共享部分吸收电路元件。

在逆变器最为常见的电压源桥式电路中, 图 3.4-9 中列出了一些桥式逆变电路常用的吸收(钳位)电路, 其中图 3.4-9 (a) 是最简单的桥臂尖峰电压钳位电路; 图 3.4-9 (b) 是改进的桥臂钳位电路, 加入了二极管——电阻对钳位电容进行充放电不对称处理, 可以抑制母线分布电感与钳位电容之间的振荡; 图 3.4-9 (c) 是最为常规的器件关断 RC 吸收的桥臂形式, 用于器件关断轨迹的改善图 3.4-9 (d) 是将图 3.4-9 (b) 当中上下管公用的钳位电路拆分为针对单管的两套, 可以在实际安装中摆放距离较近, 减小吸收钳位电路物理尺寸带来的寄生参数, 改善吸收效果; 图 3.4-9 (e) 是臂内两管公用开通吸收电路, 多数情况下都使用了虚框中的附加钳位电容; 图 3.4-9 (f) 是由学者 Undland 提出的著名的最简开通——关断统一桥臂吸收电路结构——可以使用最少的附加元件实现上下两管的开通和关断吸收。

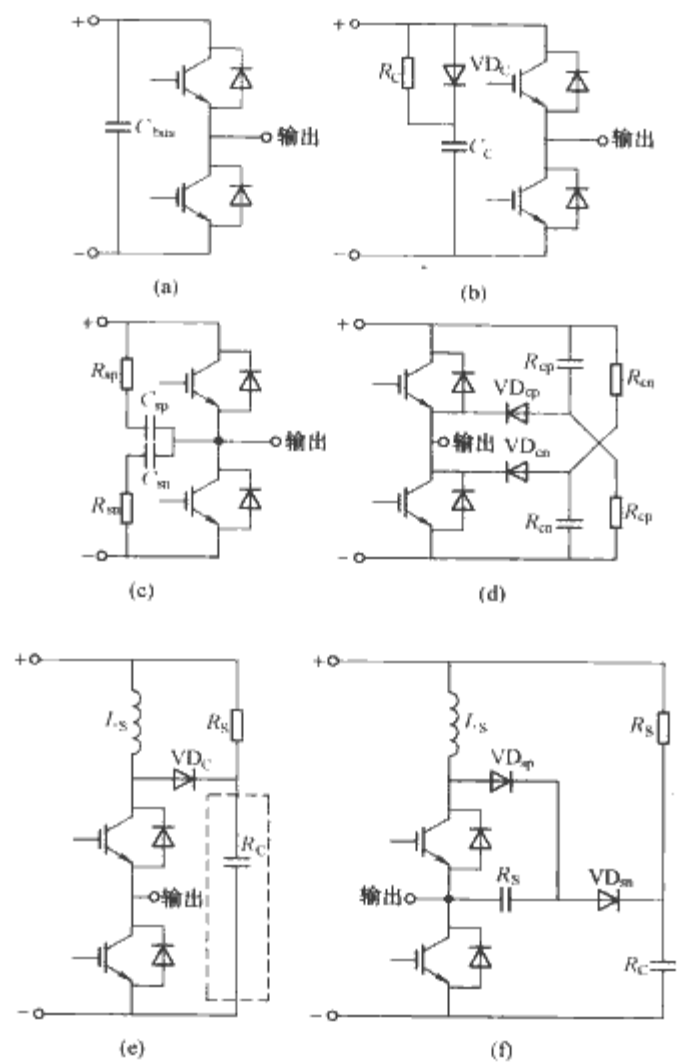


图 3.4-9 一些桥式逆变电路常用的吸收(钳位)电路

- (a) 桥臂母线钳位电路; (b) 桥臂母线有损耗钳位电路;
(c) 桥臂关断吸收电路; (d) 增强的功率管电压钳位电路;
(e) 桥臂开通吸收电路; (f) Undland 吸收电路

第5章 电力电子器件串并联技术

在电力电子装置中,当一个臂的工作电压或电流大于单只电力电子器件所允许的电压及电流时,就需要采用多只器件串联或并联工作以满足电路工作要求。由于电力电子器件的静态阻断特性、通态特性和动态开关特性等都存在一定的分散性,因此,电力电子器件直接串、并联应用时会存在电压和电流分配的均衡问题。电压和电流分配的不均衡,不仅器件的容量不能得到充分利用,同时还有可能损坏器件。为解决器件串并联时的均压、均流问题,需要在器件特性选配、门极驱动特性、均压和均流电路等方面采取一定的措施,以保证器件稳定可靠工作。

1 电力电子器件串联

1.1 串联器件电压分配

电力电子器件在电路工作周期中存在多个工作状态,即阻断状态(对晶闸管等器件有正向阻断状态和反向阻断状态)、导通状态(晶闸管、二极管等器件在外电路反压关断过程中存在瞬间反向导通状态)、开通过程和关断过程。对串联电力电子器件在导通状态时器件通态压降很小,故不存在电压分配均衡问题。

器件处于阻断状态时,各串联器件流过相同的漏电流。由于器件的伏安特性有一定的分散性,因此将引起阻断电压分配的不均衡。串联器件伏安特性及静态分压如图3.5-1所示。VT1具有小的漏电流,它将承受较大的阻断电压。器件的伏安特性受工作结温的影响甚为显著,因此,同一器件在不同结温下运行时,其流过的漏电流不同,伏安特性也不同,串联器件阻断电压分配均衡度也将不同。为了使串联器件在阻断状态时承受均衡的电压,在电路中必须采取静态均压措施。

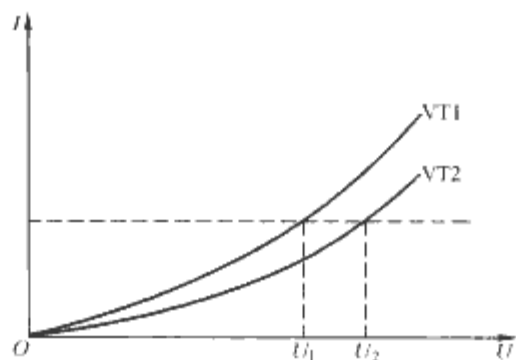


图 3.5-1 串联器件伏安特性及静态分压

串联器件处于开通过程或关断过程时,器件两端电压发生急剧变化。由于器件开通、关断时间存在一定的分散性,在开、关动态过程中将产生动态电压分配的不均衡。关断过程中先关断器件将承受更高的动态电压,而开通过程中,后开通器件将承受更高的动态电压。器件的开关时间与器件结构参数有关外,还与门驱动信号大小等外电路应用条件有关系,它们也将影响串联器件的动态均压。

在直流输电等特高压装置中,由于输入电压很高,串联高压阀各点分布电容的影响不可忽略,它也会影响串联器件动态电压的均衡分配。

1.2 串联器件的静态均压

串联器件处于正向阻断或反向阻断时,为克服由于各器件伏安特性分散所引起的静态阻断电压分配不均衡问题,需采用静态均压技术。器件静态均压一般采用在各串联器件两端并联一定数值的均压电阻 R_P ,其电路如图3.5-2所示。当并联的均压电阻 R_P 远小于串联器件阻断时的漏电阻,串联器件上的电压分配主要取决于并联电阻的数值。

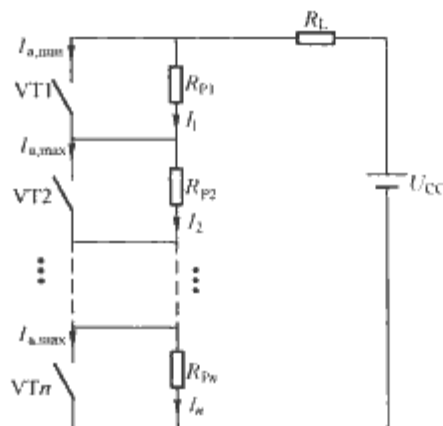


图 3.5-2 串联器件静态均压电路

图3.5-2所示有 n 个器件串联工作,发生静态阻断电压分配最不均衡的状态是其中有一只器件的漏电流最小(如 VT1,漏电流为 $I_{a,min}$),其余 $(n-1)$ 只器件的漏电流均最大(漏电流为 $I_{a,max}$)。此时,器件 VT1 在阻断状态下承受的电压最高,而其余器件各自承受的电压相同。当各器件并联的静态均压电阻为相同数值 R_P 时,器件 VT1 所承受的电压为

$$U_1 = \frac{(n-1)(I_{a,max} - I_{a,min})R_P + U_{CC}}{n} \quad (3.5-1)$$

电压不均衡度为

$$\Delta u = R_P(I_{a,max} - I_{a,min}) \quad (3.5-2)$$

从上可知,在其余器件漏电流不变的情况下,VT1 的漏电流越小,为获得好的静态均压,要求并联均压电阻越小,最恶劣的状态是 VT1 的漏电流极小 ($I_{a,min} \approx 0$),此时均压电阻要求为

$$R_P < \frac{nU_{BI} - U_{CC}}{(n-1)I_{a,max}} \quad (3.5-3)$$

式中: U_{BI} 为器件允许承受的最高阻断电压。

均压电阻 R_P 越小,静态均压效果越好,但此时将引起均压电阻 R_P 上工作功率损耗增加。因此,选取 R_P 的数值必须从均压效果和功率损耗两方面综合考虑以获得一最佳数值。

1.3 串联器件的动态均压

动态均压是指串联器件在开、关动态转换过程中电压分配的均衡措施。串联器件动态电压分配不均主要是由于器件本身特性和门极驱动等外电路应用条件所引起的实际开关速度不同所产生的。

1.3.1 关断时的动态均压

串联器件关断电荷不同将引起关断速度不同,关断电荷

少,关断速度快,先关断的器件必将承受最高的动态电压,引起串联器件关断过程中动态电压不均衡。

为克服串联运行中的各器件间关断时动态电压不均衡的问题,一般可采用各串联器件两端并联动态均压 RC 网络(对 SCR)或 RDC 网络(对 GTO, IGBT, MOSFET 等可关断器件)。串联器件动态均压电路如图 3.5-3 所示,图中有 n 只 SCR 串联阀器件,发生动态反向关断电压最不均衡

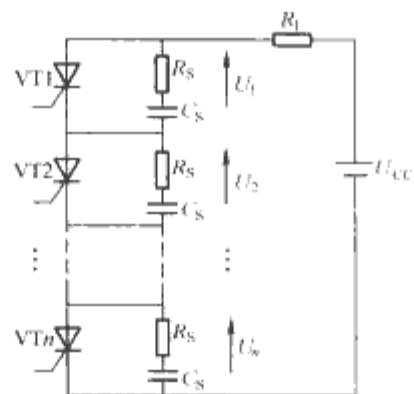


图 3.5-3 串联器件动态均压电路

的状态是其中有一只器件具有最小的反向关断恢复电荷 Q_{\min} (如 VT1),而其余 $(n-1)$ 只器件具有相同的最大反向关断恢复电荷 Q_{\max} 。在各器件均并联相同数值的动态均压 RC 网络时,先关断器件 VT1 在反向关断过程中所承受的最大动态电压为

$$U_1 = \frac{(n-1)(Q_{\max} - Q_{\min})}{nC_S} + \frac{U_{CC}}{n} \quad (3.5-4)$$

动态电压不均衡度为

$$\Delta u = (Q_{\max} - Q_{\min})/C_S \quad (3.5-5)$$

从上可知,为获得好的关断时动态均压,要求并联的均压 RC 网络中的均压电容 C_S 越大越好。关断动态电压分配不均最恶劣状态是 VT1 的反向关断恢复电荷极小 ($Q_{\min} \approx 0$),此时均压电容要求为

$$C_S > \frac{(n-1)Q_{\max}}{nU_{R1} - U_{CC}} \quad (3.5-6)$$

式中: U_{R1} 为器件 VT1 在反向关断过程中允许承受的最高动态阻断电压。

与均压电容 C_S 串联的电阻 R_S 是为限止器件开通时 C_S 放电电流过大而设置的, C_S 在器件每次开、关过程中都存在一充放电电流,该电流在电阻 R_S 上引起的功率损耗为

$$P_R = C_S U_1^2 f \quad (3.5-7)$$

均压电容 C_S 越大,关断动态均压效果越好,但此时将引起串联电阻 R_S 上的功率损耗增加,尤其当器件工作频率 f 比较高时,引起的损耗将更大。

1.3.2 开通时的动态均压

串联器件在开通过程中各器件的开通时间,特别是开通延迟时间不同,会造成各器件不同时开通的现象,后开通器件必将承受最高的动态过冲电压。图 3.5-4 所示为多个串联器件开通动态均压电路,VT1 表示在串联器件中占多数的

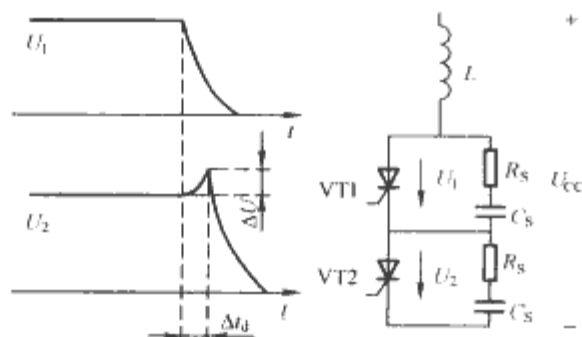


图 3.5-4 多个串联器件开通动态均压电路

先开通器件归纳成一个, VT2 为最迟开通的器件。当 VT1 开通时,负载电流流入 VT2 的 RC 均压网络 (VT2 未开通),在 VT2 上引起的过冲电压 ΔU 为

$$\Delta U = \frac{U_{CC} R_S}{L} \Delta t_d + \frac{U_{CC}}{2LC_S} \Delta t_d^2 \quad (3.5-8)$$

式中: Δt_d 为 VT1 和 VT2 开通延迟时间差。

从上可知,产生电压不均衡的主要原因是器件开通延迟时间差 Δt_d 和串联电阻 R_S (采用 RDC 均压网络,充电时 R_S 被二极管 VD 短路, $R_S \approx 0$),而抑制不均衡电压的主要措施是引入电感 L 。因串入电感后,在延迟时间内,外加电源电压主要降落在电感 L 上,因而可减弱各串联器件由于延迟时间的差异所造成的开通电压动态不均问题。

器件开通延迟时间与门极驱动信号强弱密切相关,为减小开通过程中串联器件动态电压的不均衡,应采用强驱动以便尽可能减少开通延迟时间的分散性,从而可减少开通动态电压的不均衡度。

1.4 晶闸管串联应用

由晶闸管元件串联组成的高压晶闸管阀是柔性交流输电技术 (FACTS) 和高压直流输电技术 (HVDC) 的核心部件。晶闸管串联技术的根本目的是保证动、静态特性存在一定分散性的晶闸管在串联后能够安全、稳定运行,且都能得到充分利用。它涉及串联晶闸管的元件保护,动态和静态均压,反向恢复过冲的抑制,开通关断缓冲等技术,这些功能主要都是由阻容 RC 网络来完成的,晶闸管串联高压阀结构如图 3.5-5 所示。

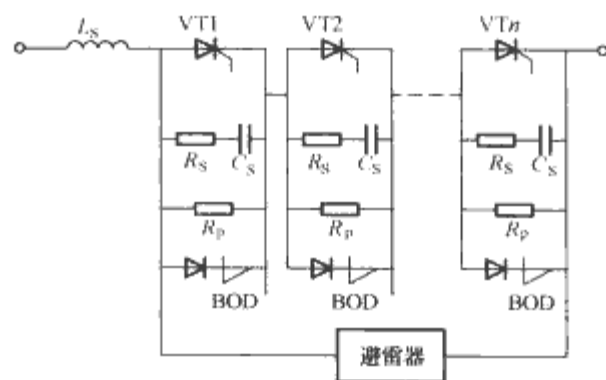


图 3.5-5 晶闸管串联高压阀结构

在晶闸管串联高压阀中,由于串联器件较多,各晶闸管的触发有可能不一致,甚至出现个别器件丢失脉冲的现象发生,此时最后触发导通的晶闸管或不能触发导通的晶闸管有可能会遭受过电压击穿而引起整只阀的损坏。为了避免这种情况的发生,一般都采用具有雪崩击穿特性的转折二极管 BOD (Break Over Diode) 来进行电压保护。BOD 在一定的导通宽度及导通电流下能承受多次转折而不损坏,它具有雪崩击穿特性因而开通速度快,击穿电压稳定度高的特性,特别适合于高压晶闸管异常过电压保护。由 BOD 构成的晶闸管保护电路如图 3.5-6 所示,由于 BOD 的反向阻断能力差,电路中采用了一只高压二极管 VD 来阻断反向电压。

当主晶闸管承受的开通过程中过电压超过 BOD 的转折电压 U_{BO} 时, BOD 击穿,电阻 R_2 上的电压超过稳压二极管 VS 的击穿电压会引起主晶闸管的触发而导通,从而抑制了过电压的继续升高。保护电路中 R_1 的作用为限制 BOD 击穿时流过的正向电流值, R_S 、 C_S 起晶闸管门极抗干扰作用。

串联晶闸管阀的设计过电压允许最高值 (设计电压限值) 应保证 BOD 不动作, BOD 的转折电压必须低于晶闸管的转折电压。BOD 的转折电压是器件工作温度的函数,且

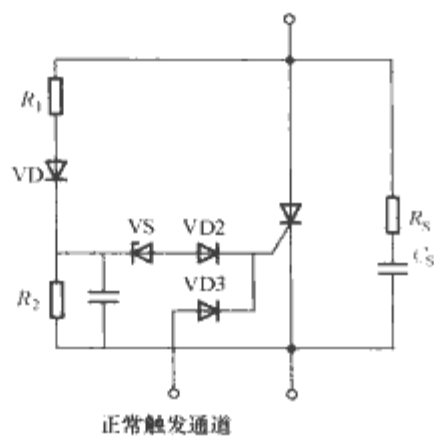


图 3.5-6 由 BOD 构成的晶闸管保护电路

存在一定的分散误差 ΔU_{BO} 和发生转折动作时间误差 t_{BX} ，在 t_{BX} 时间段，晶闸管两端的电压仍会不断上升，因此晶闸管电压限值应满足式 (3.5-9) 和式 (3.5-10)，即

$$U_{BO}(T_j) \leq U_{RRM} - \frac{d_u}{dt} t_{BX} - \Delta U_{BO} \quad (3.5-9)$$

$$U_{BO}(T_j) = U_{BO,25^\circ\text{C}} [1 + 0.002(T_j - 25^\circ\text{C})] \quad (3.5-10)$$

串联晶闸管阀静态均压电阻 R_p 的值取决于串联晶闸管的漏电流值及它们间的漏电流之差，当漏电流值较小时， R_p 可取较大的值以减少其上的功率损耗。当晶闸管阀工作于交流电路中时，需考虑动态均压 RC 网络支路阻抗对阻断时的静态电压分配影响。

串联晶闸管开通过程中出现的过电压主要由器件开通延迟时间差引起，给串联晶闸管提供强触发脉冲是提高晶闸管开通时间一致性的有效措施。在门极强触发的基础上，选择开通时间参数差异小的晶闸管来构成高压阀，再加上阻容 RC 网络动态均压吸收电路的作用，就能将开通瞬态过电压抑制到允许的程度。

串联晶闸管阀关断过程过电压主要由晶闸管反向恢复电荷差 ΔQ_{max} 和均压电容 C_s 确定

$$\Delta U_{\text{max}} = \Delta Q_{\text{max}} / C_s \quad (3.5-11)$$

选择反向电荷值基本一致的器件构成串联阀是减少关断过电压的有效措施，抑制关断过电压的均压电容 C_s 的值可由式 (3.5-12) 计算，即

$$C_s > \frac{\Delta Q_{\text{max}}(n-1)}{U_{CC} \left(\frac{1}{K_U - 1} \right)} \quad (3.5-12)$$

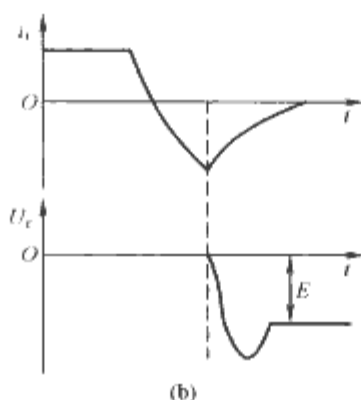
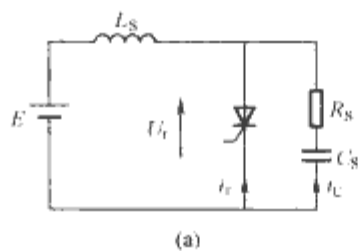


图 3.5-7 晶闸管反向恢复等效电路和电流电压波形
(a) 反向恢复等效电路；
(b) 电流电压波形

式中： K_U 为均压系数，可取 0.8~0.9。

与 C_s 串联的电阻 R_s 可抑制回路电感与 C_s 引起的振荡和晶闸管开通时 C_s 的放电电流大小，因此 R_s 应适当取大值，但 R_s 过大，又会使开通过电压增加，一般 R_s 可取 10~30Ω。

由于串联晶闸管阀回路电感的存在，晶闸管在反向恢复过程中将产生电压过冲，过冲电压抑制也由 RC 阻容网络来完成，其等效电路和电流电压波形如图 3.5-7 所示，晶闸管反向电流达到最大值 I_r 后，反向电压开始建立，反向电流减

小，其变化规律可由式 (3.5-13) 和式 (3.5-14) 表示，即

$$i_r = I_r e^{-t/\tau} \quad (3.5-13)$$

$$\tau = \frac{Q_{RRM}}{I_r} - \frac{I_r E}{2L} \quad (3.5-14)$$

式中： Q_{RRM} 为最大反向恢复电荷。

考虑晶闸管自身的恢复电流，回路方程为

$$L \frac{d(i_c + i_r)}{dt} + Ri_c + \frac{1}{C} \int i_c dt = E \quad (3.5-15)$$

可得反向恢复过程中晶闸管二端的电压为

$$u_r(t) = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{I_r}{\cos \varphi} e^{-\delta t} \cos(\omega t - \varphi - r) - E - \frac{(1 - \tau) L I_r}{\tau(L - R\tau + \tau^2)} e^{-t/\tau} \quad (3.5-16)$$

$$\text{式中: } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \delta = \frac{R}{2L}; \tan r = \frac{\omega}{\delta}; \tan \varphi = \frac{E - I_r \frac{R}{2}}{\omega L I_r}.$$

利用式 (3.5-16) 可校验所选的阻容网络参数是否合适。

晶闸管串联高压阀应用于特高压装置中时，臂的工作电压可能达几百千伏，一个臂串联的晶闸管可达上百个。为了便于组装和实现电压均衡，一般取 10 个左右晶闸管串联成模块，然后由多只模块串联成一个高压阀体。由模块串联构成高压阀时，因存在变压器的杂散电容，各模块间的分布电容及模块对地分布电容的不同，将会影响动态电压的均衡分配。为克服这些杂散分布电容的影响，通常在各晶闸管模块上加屏蔽罩，使各模块与屏蔽罩之间的距离相等，使模块对地的分布电容尽量相等。此外，在模块的两端并联模块均压电容，其数值比模块的分布电容大一个数量级以上，以保证在开、关动态过程中各模块的电压分布取决于模块均压电容的电容量。当并联模块均压电容器后只要能保证每个模块中串联器件的均压，就能保证整个高压阀内各器件的均压。

1.5 IGBT 串联应用

IGBT 开关时间短，串联 IGBT 器件间微小的开关时间差就将引起大的动态电压分布不均衡。串联 IGBT 须选用开并特性参数分散性小的器件，驱动电路设计应尽量同步。除此之外还须加均压电路。目前 IGBT 串联应用均压电路主要有 RDC 阻容均压网络、直接栅极控制电路及电压钳位电路等 3 类。

串联器件并联阻容网络 (RC 或 RDC) 是最常用的一种动态均压技术，在串联晶闸管高压阀中得到了成功应用，具有良好的均压效果。但当应用于 IGBT 器件串联时，由于 IGBT 工作频率高，阻容网络内电阻损耗与工作频率成正比，将产生较大的功率损耗，使均压效果难以得到保证。同时阻容网络减慢了器件开关速度，也限制了串联 IGBT 工作频率。

直接门极控制技术和电压钳位技术是通过控制 IGBT 栅极电容的电荷量来达到串联 IGBT 动态均压或限压。IGBT 开关动态过程中集电极—发射极两端承受的电压 U_{CE} 可直接通过改变栅极充电电荷得到控制。串联 IGBT 开关动态过程中，当某一只器件两端电压 U_{CE} 较高时，通过反馈进入栅极驱动电路，使驱动电压升高，从而会降低 U_{CE} 值。控制栅极电容充电速度，也可改变器件动态过程中 du/dt 值。

目前，通过直接栅极控制电路实现串联 IGBT 动态均压方法有放大密勒作用区、栅极驱动信号延迟时间控制、主从控制、参考电压跟随及直接栅极钳位等多种方法。图 3.5-8

所示为 IGBT 直接栅极驱动控制均压电路,是一种采用电阻电容二极管直接栅极控制电路实现串联 IGBT 动态均压的方法。其中 $R_1 \sim R_4$ 为静态均压电阻,电容 C_a (C_c) 两端电压远远大于电容 C_b (C_d) 两端电压。在 IGBT 工作周期中, C_a (C_c) 两端电压基本保持不变,值为 $E/2$, C_b (C_d) 两端电压将从通态时的负 $E/2$ 变为关断时的 0V。

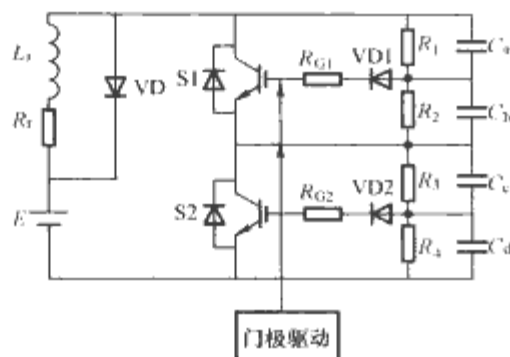


图 3.5-8 IGBT 直接栅极驱动控制均压电路

串联 IGBT 关断过程中,如 S1 先关断,其 U_{CE1} 上升,与此同时 C_b 反向充电,电压减少,当 U_{CE1} 超过 $E/2$ 时, C_b 上的电压将从负值变成正值,通过 VD1, R_{G1} 将对栅极电容提供额外的充电电荷,会引起 S1 轻微开通,迫使 U_{CE1} 下降, C_b 电压减少,又会使 S1 关断。即先关断器件两端电压能自动被限制在 $E/2$ 附近范围内,实现了关断过程中的动态电压过冲抑制。

串联 IGBT 开通过程中,如 S1 先开通, S2 后开通, S1 开通, U_{CE1} 电压下降,必将引起 U_{CE2} 上升超过 $E/2$ 值, C_d 充电至正值,通过 VD2, R_{G2} 对栅极电容提供额外的充电电荷,使 S2 轻微导通, U_{CE2} 下降。因此后开通器件在串联器件开通延迟差时间内, U_{CE2} 两端电压将自动被钳位于 $E/2$ 附近范围内,实现了开通过程中动态电压过冲抑制。

串联 IGBT 还可通过电压直接钳位方式实现动态过程中电压过冲抑制保护, IGBT 直接钳位控制均压电路如图 3.5-9 所示,在开关过程中,当 U_{CE} 电压值超过钳位二极管 VS 击穿电压值时,通过 VD, VS 将对栅极电容提供额外充电电荷,引起 IGBT 轻微导通,抑制了 IGBT 动态过程中 U_{CE} 电压过冲。

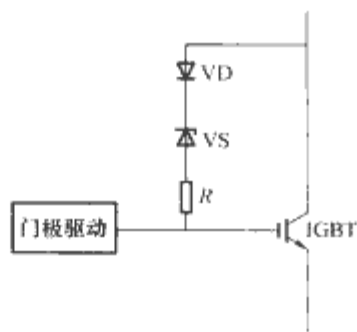


图 3.5-9 IGBT 直接钳位控制均压电路

上保护电路当发生 U_{CE} 电压反馈向栅极电容提供额外充电电荷引起 IGBT 轻微导通时, IGBT 上的损耗将大幅度增加。如在 IGBT 的 C、E 两端再并联小容量阻容网络以抑制动态过程中电压过冲量,通过优化设计阻容网络电阻、电容值可改善 IGBT 的工作损耗。

2 电力电子器件并联

2.1 并联器件电流分配

当电力电子器件直接并联工作时,由于各并联器件间存在通态伏安特性的分散性、开通和关断的不同步及各并联支

路阻抗的差异,会造成并联器件通态时稳态电流分配不均衡和开关过程中动态电流分配不均衡。

并联器件处于稳定导通状态时,它们两端的通态压降相同,当并联器件稳态伏安特性不一致,导通电阻 R_{on} 失配时, R_{on} 值小的器件将流过较大的电流,引起静态电流分配不均。器件稳态伏安特性分散对静态分流的影响如图 3.5-10 所示。

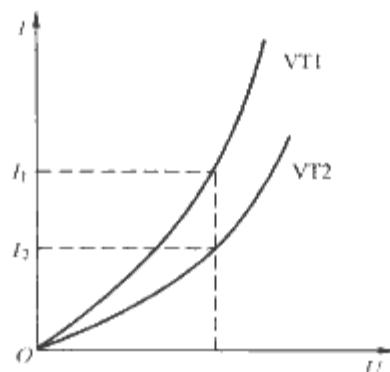


图 3.5-10 器件稳态伏安特性分散对静态分流的影响

并联器件处于开通过程或关断过程中时,流过器件的电流发生急剧变化,器件开通和关断的不同步,将引起开关过程中动态电流分配不均。开通过程中先开通器件将流过较大的电流,而关断过程中后关断器件将流过较大的电流。

一般电力电子器件进入稳定导通后其通态压降很低,相应的通态电阻很小,如并联器件支路母线配置不合理,也将会由于电路自感及互感的差异而造成电流分配不均。

2.2 并联器件均流

器件通态伏安特性及开关特性分散性是造成并联器件工作电流分配不均的重要原因。为实现较好的均流,应选用特性参数分散性小的器件并联,对 MOSFET 和 IGBT 等现代电力电子器件而言,应尽可能选用同厂家、同型号、同批次生产的器件进行并联。

器件的特性参数是温度的敏感函数,各并联器件工作结温不同,将引起更大的特性参数分散性。因此,并联器件间应有紧密的热耦合,使器件工作结温尽可能一致。对绝缘模块封装的现代电力电子器件,并联器件应安装于同一散热器上,并尽可能使各器件散热条件一致。

并联支路感抗不同,会严重影响并联器件电流分配均衡。在工作电流较大的场合,如并联器件分布在一个平面上,在不同位置上的器件就会有不同的电流值,且与引出母线的位置有关。母线配置对并联器件支路电流分配的影响如图 3.5-11 所示,其原因是引线电感、互感和电磁场相互作用的结果使各支路阻抗不同。在可能的情况下,应将并联支路的器件按圆周作轴对称分布,各支路的起点及终点都接在两端圆周的圆心上,使各支路完全对称。在多相变流器中并联臂除了受自身电流变化的磁场影响外,还会受到相邻臂电流磁场的影响,更需要注意并联母线的配置,增加母线之间

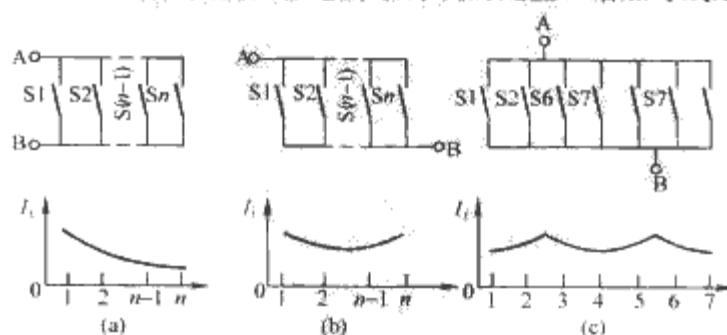


图 3.5-11 母线配置对并联器件支路电流分配的影响
(a) 不合理配置; (b) 较合理配置; (c) 改进配置

的距离及母线与柜体间距离,可减弱相互间影响引起的并联器件电流分配不均。

并联器件稳态伏安特性(通态电阻)失配是引起静态电流不均的主要原因,当有 n 只器件并联工作时,每只器件流过的电流为 I_i ,均流系数为

$$K_i = \sum_{i=1}^n I_i / n \cdot \max(I_i) \quad (3.5-17)$$

并联器件静态电流分配最不平衡的状态是其中有一只器件具有小的通态电阻,其余 $(n-1)$ 只器件具有相同的较大通态电阻。并联器件数越多,均流系数 K_i 越小,选配器件时对稳态伏安特性分散性控制要求越严格。对器件稳态伏安特性选配时应更注意大电流区的特性的一致性,以保证大电流区时有较好的静态均流,而在小电流区时由于所有器件负担较轻,即使电流相差较大也不至使并联器件过热损坏。

并联器件可通过在各支路串联电阻实现静态强迫均流。器件流过额定电流时,只要支路串联电阻上的压降达到0.5~2.0倍的器件通态压降,并联器件上的电流分配就可得到很大改善。使用支路串联电阻强迫均流,串联电阻上的功率损耗较大,因此,这种方法一般只适用于小功率装置中。

并联器件开关的不同步是引起动态电流不均的主要原因,并联器件开通时间不一致不仅会造成开通过程中的动态不均流,而且对并联器件稳定导通后电流分布的均衡也有较大的影响。并联支路存在一定的电感 L (分布电感或动态强迫均流所加的均流电感),电力电子器件导通时其通态电阻 R_{on} 一般很小,并联器件先、后导通的电流差衰减速度由支路时间常数 L/R_{on} 决定,当时间常数较大时,会造成并联器件通态时电流不平衡。如电路工作频率较高,每次导通周期的时间短,有可能到器件导通终止时还没达到稳定分布电流值,引起了稳态电流分配的不均衡。

器件的开关时间除与器件本身的内部结构参数有关外,还与器件的外电路门极驱动信号状态密切相关,并联器件需采用同一驱动源以消除由于驱动电路延迟时间不同引起器件开关同步的进一步恶化。

当通过器件的电流是周期性脉冲电流时,在并联器件的每个支路中各串入一只电抗器能起到很好的强迫均流作用。大多数变流装置中流过器件的电流是周期性的,采用电抗器均流不仅效果好,而且功率损耗小,均流电抗器还能抑制器件承受的 di/dt 值。串联电抗器强迫均流大容量的晶闸管变流装置已得到广泛的应用。在并联支路中套上不同数量的铁氧体磁环或由硅钢片叠制的环可改善由于开通时间不一致引起的电流分配均衡度。

采用均流互感器均流可有效地改善并联器件间由于开关特性和通态特性分散所引起的电流分配均衡度。图3.5-12所示为采用均流互感器的均流电路,均流互感器的两个绕组分别接在相邻的两个并联支路中,通过公共的铁心相耦合,由于两条支路的电流由不同同名端流入,极性相反,当两支路电流相等时,铁心的励磁安匝数为零,不影响支路电流分配;如两支路电流不等,就会感应出一个电动势迫使原支路

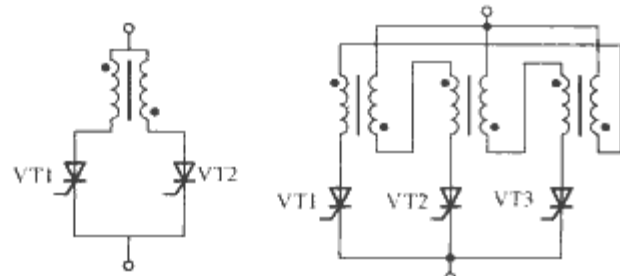


图 3.5-12 采用均流互感器均流电路

电流小的增大,而原支路电流大的减小,实现了均流目的。

2.3 MOSFET 和 IGBT 并联应用

在现代可关断电力电子器件中,功率 MOSFET 及它的复合器件绝缘栅双极晶体管 IGBT 具有易驱动、开关性能好等优点得到了广泛应用,并逐步扩展到中大容量电力电子装置中。

对结构布置对称安装于同一散热器的并联 MOSFET 器件,影响其静态均流效果的重要因素是它们的导通电阻 R_{on} 。因为 MOSFET 的 R_{on} 具有正的温度系数,器件流过较大电流时损耗将增加,结温升高,反过来会使 R_{on} 增大,使其流过的电流自动减小,从而抑制了并联 MOSFET 器件的电流分配不平衡。因此, MOSFET 的静态均流较易实现,易于并联运行是 MOSFET 的一大优点。

IGBT 通态电阻 R_{on} 的温度特性于其结构相关,对 PT 型 IGBT,其 R_{on} 的温度系数在小电流时为负温度系数,而大电流时变为正温度系数,负、正温度系数的电流拐点一般都要高于器件的额定电流,即 PT 型 IGBT 在额定电流内工作时 R_{on} 为负温度系数。通态电阻具有负温度系数的器件并联工作时静态电流分配有可能失控,尤其是当并联器件间热耦合不紧时更可能出现。对 NPT 型 IGBT 及场截止 NPT 型 IGBT,其通态电阻与 MOSFET 一样具有正的温度系数,因此也易于实现静态均流。因此 IGBT 并联运行时应尽可能选用 NPT 型 IGBT。

器件开关的不同步是造成并联器件动态不均流的主要原因,影响 IGBT (MOSFET 类似) 开关时间的电路、器件结构参数主要有:门槛电压 U_{th} 、栅极电容 C_{GE} 、反向转移电容(密勒电容) C_{GC} 和射极串联电感(含电路连接分布电感)等,在这些参数中门槛电压 U_{th} 对开关时间影响更大。为实现 IGBT 并联器件动态均流,必须仔细匹配好这些影响开关时间的结构参数,尽可能使并联器件开关同步。当电路工作频率较高时,开通及关断动态过程所占时间的比例增加,动态均流的影响将大于静态均流,此时对影响动态均流的参数的匹配就需要更为严格控制,才能获得较好的均流效果。

并联 IGBT (MOSFET) 的栅极耦合方式对动态均流也有较大的影响。并联 IGBT 的栅极耦合电路如图 3.5-13 所示,分为直接耦合和间接耦合两种方式。由于间接耦合时各自的栅极串联电阻 R_G 具有均衡栅极电流的作用,使得开关时动态均流优于栅极直接耦合方式。同时,间接耦合也能更好消除栅极回路的寄生振荡。间接耦合电路中栅极回路电阻 R_G 和 R_E 一般取 $R_E=R_G/3$ 。驱动电路中栅极电阻 R_G 的电阻值对动态均流也有一定的影响。当 R_G 较大时,栅极输入电容的充放电时间延长,增加了开通及关断时间的分散性,不利于并联器件的动态均流。为提高开关过程的一致性,应选择较小的 R_G 电阻值并增加驱动电路的动态输出电流(减小驱动电路输出阻抗)。对高频工作的并联 MOSFET,驱动

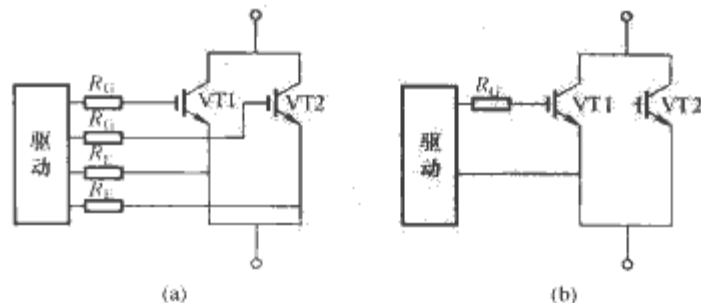


图 3.5-13 并联 IGBT 的栅极耦合电路
(a) 直接耦合; (b) 间接耦合

电路输出至各并联 MOSFET 栅极的引线电感（分布电感）的大小也会影响栅极电容充放电速度，为改善动态均流效果，要求引线电感尽可能小，并对称配线。

并联 IGBT 可采用直接栅极控制实现静态和动态均流，如图 3.5-14 所示。为了实现门极直接控制，每只并联 IGBT 需独立的栅极控制驱动电路，检测各自流过的电流并反馈回驱动电路以实现电流闭环控制。对有 n 只 IGBT 并联，电流采样流过每只 IGBT 的电流，送入集中数字控制器中，可得到动态控制和静态控制器输入端的电流误差为

$$\Delta i_i(t) = \left[\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n i_j(t-T) \right] - i_i(t-T) \quad (3.5-18)$$

式中： T 为采样周期。根据驱动信号状态（开通、关断过程、通态、截止），数字控制器进行不同的控制处理。在开关动态过程中时，根据 $\Delta i_i(t)$ ，由动态控制器产生驱动信号的延迟时间 Δt_{on} 、 Δt_{off} ，使并联器件开关同步，实现了动态

均流；而在静态导通状态时，根据 $\Delta i_i(t)$ 由静态控制器改变驱动信号幅值 U_{GE} ，因 IGBT 导通时，其通态压降 U_{on} 与 U_{GE} 有关， U_{GE} 增加， U_{on} 将下降，因此，通过改变 U_{GE} 大小其电路可实现通态时的静态均流。

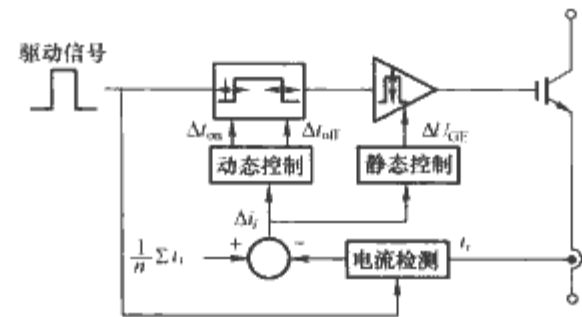


图 3.5-14 IGBT 栅极直接控制
静态和动态均流电路

第6章 电力电子器件散热技术

1 基本概念

电力半导体器件的热特性是使用者应当重点关注的。电力半导体器件所有的参数都与器件工作温度密切相关。在不同的工作温度下,器件参数值相差很大。器件生产厂商给出的参数值是在一定的温度条件下测出的,实际应用环境与测试条件如有不同,应根据器件特性曲线等技术资料对制造厂给出的技术参数进行修正。

电力半导体器件工作在大电流条件下,产生的损耗功率远大于一般的弱电电子电路。损耗必然会产生大量的热量,如果不通过有效的方法将这些热量散出,器件的工作温度会上升,如果超过器件的额定结温,就会导致器件失效。在器件实际使用中,一定要对器件散热进行合理设计计算,选择合理的冷却方式和适当型号的散热器。只有这样,才能保证器件长期安全使用。

1.1 器件发热

电力半导体器件不是理想开关器件。在导通状态下,其自身有一定的通态压降,截止状态下,器件自身有一定的漏电流,这会导致器件的通态损耗及断态损耗。器件的开通过程及关断过程也需要一定时间,在开通和关断过程中会产生开关损耗,器件在触发过程中也会产生一定的门极驱动损耗。所有这些损耗都会以热能的形式表现出来,导致器件工作温度上升。通常情况下,断态损耗和门极驱动损耗对器件发热的影响是很微小的,在器件工作频率不高时,器件的开关损耗一般都可忽略。总之,在计算器件发热时,应根据器件实际应用条件来突出重点。

1.2 器件散热

1.2.1 器件散热途径

器件在工作期间产生的热量必须通过传导、对流或辐射发散到周围环境。对于电力半导体器件,其散热方式主要通过管壳及与其配套的散热器向外散失。管壳面积小,散热能力差,其散热能力与散热器相比可忽略不计。电力电子器件的发热部分是半导体管芯,以普通晶闸管为例,图3.6-1为其管芯结构示意图。

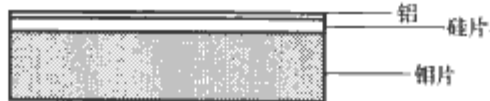


图 3.6-1 普通晶闸管管芯结构示意图

电力半导体的散热路径是从管芯开始,通过硅、铝、铜传递到管壳及散热器上,最后由空气或水、油等吸热介质散发至周围环境。

器件一维稳态散热过程中的热量转移可用式(3.6-1)表达,即

$$P_{th} = kA\Delta T/l \quad (3.6-1)$$

式中: P_{th} 为热量传导速率,在这里是器件耗散功率,W; k 为材料的热导率,其数值取决于材料的种类和温度, $W/(m\cdot^{\circ}C)$,表3.6-1给出了一些常用材料的热导率; A 为散

热面积, m^2 ; ΔT 为温度差, $^{\circ}C$; l 为热流路程的长度, m 。

表 3.6-1 几种常用材料热导率

材 料	热导率 $[W/(m\cdot^{\circ}C)]$				
	$-100^{\circ}C$	$0^{\circ}C$	$20^{\circ}C$	$100^{\circ}C$	$200^{\circ}C$
纯铝	243	236	236	240	238
纯铜	421	401	398	393	389
黄铜	90	106	109	131	143
银	431	428	427	422	415
钨	204	182	179	166	153
镍	144	94	91.4	82.8	74.2
铁	96.7	83.8	81.1	72.1	63.5
钼	146	139	138	135	131

将式(3.6-1)与欧姆定律类比,将 P_{th} 当作电流, ΔT 当作电压,则可定义 $l/(kA)$ 为热阻,由此可得

$$R_{th} = l/(kA) = \Delta T/P_{th} \quad (3.6-2)$$

式中: R_{th} 为导热材料的热阻。热阻是表达器件散热能力大小的一个物理量,其定义为:在热平衡条件下,两规定点(或区域)温度差与产生这两点温度差的耗散功率之比,单位为 $^{\circ}C/W$ 。

热阻同电阻一样,可以进行串并联。根据散热途径,一般将管芯到管壳的热阻称为内热阻,它是由各段材料的热阻串联而成。若各段材料的热阻分别为 R_{th1} 、 R_{th2} 、 R_{th3} 、...,则总内热阻为

$$\sum R_{thi} = R_{th1} + R_{th2} + R_{th3} + \dots \quad (3.6-3)$$

从管壳到周围环境的热阻称为外热阻。主要包括管壳与散热器的接触热阻及散热器热阻。器件的总热阻为内热阻与外热阻之和。

类似地,对于体积为 V ,热容为 C ,密度为 ρ 的导热材料,定义其热容 C_{th} 为

$$C_{th} = \rho CV \quad (3.6-4)$$

热容相当于电路中的电容。在热量传导中的瞬态过程可以通过热阻对热容充热来描述,如同电路中对电容充电一样。

1.2.2 稳态热阻和瞬态热阻抗

1.2.2.1 稳态热阻

电力半导体器件工作时在硅片内部产生热量,通过管壳及散热器散发到周围环境中。在热稳态条件下,其等效热网络如图3.6-2所示。

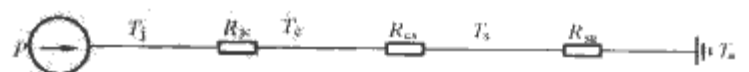


图 3.6-2 热稳态条件下电力半导体器件的等效热网络

图3.6-2中, P 为损耗功率; R_{jc} 为结壳热阻,是器件管壳与结之间的热阻,它包括硅片、铜片、管壳等材料的热阻; R_{cs} 为管壳与散热器之间的接触热阻; R_{sa} 为散热器与周围环境的热阻。整个系统的总热阻,即结与环境之间的热阻

R_{ja} 为

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa} \quad (3.6-5)$$

以上分析是在器件单面散热的基础上得出的,并忽略了由管壳直接向周围环境散热的因素。如器件在实际应用中采用双面散热,可将器件阴极热阻及阳极热阻分别作为并联的两个分路进行考虑。仅考虑热阻时的双面散热等效热网络如图 3.6-3 所示。

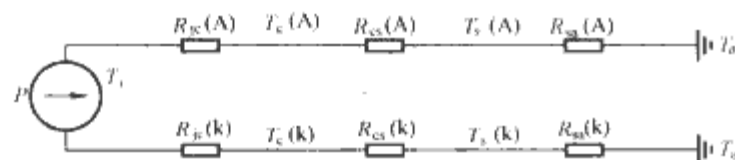


图 3.6-3 仅考虑热阻时的双面散热等效热网络

并联时器件两侧的散热器热阻及接触热阻可以认为是相等的。但由于工艺原因,阴阳极两侧的结壳热阻很难做到相等。双面散热的结壳热阻值一般不等于单面散热的一半,应为

$$R_{jc} = (R_{jc(k)} R_{jc(a)}) / (R_{jc(k)} + R_{jc(a)}) \quad (3.6-6)$$

只有当 $R_{jc(k)} = R_{jc(a)}$ 时, $R_{jc} = R_{jc(k)} / 2 = R_{jc(a)} / 2$ 。

在组成总热阻的 3 项中,结壳热阻 R_{jc} 是一个与器件所用材料几何形状及接触情况相关的参数,而且与器件制造工艺有关。结壳热阻还与器件应用条件有关,即与电流波形、导通角甚至工作频率相关。一般方波的结壳热阻大于正弦波;导通角越小,结壳热阻越大。结壳热阻随导通角变化没有统一确定的函数关系,但相同设计及相同工艺制造的器件有一定的对应关系,各制造厂商应自己通过实验确定。厂家手册中给出的结壳热阻一般是以直流或正弦半波 180° 条件下的热阻值。而由于波形、导通角等因素造成的相对于直流热阻的热阻增量 Δr ,可由生产厂商提供。图 3.6-4 所示为附加热阻 Δr 与波形及导通角的关系曲线。

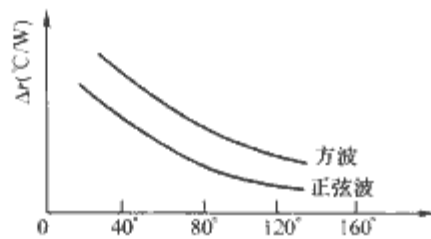


图 3.6-4 附加热阻 Δr 与波形及导通角的关系曲线

结壳热阻在一定程度上反映了器件工艺水平及材料水平的高低,在其他条件一致的条件下,结壳热阻越小器件的通流能力越强。对于一个确定的器件,其结壳热阻是确定的。一般地,器件直径越大,结壳热阻越小。硅片越厚,即耐压水平越高,结壳热阻越大。特定器件的结壳热阻由器件的制造厂由实验给出。应该注意,厂家给出的结壳热阻为这种规格型号器件的热阻上限值,具体各个器件的热阻由于制造工艺差别可能并不相同。如果要得到具体器件的热阻值,要通过具体测试得到,具体测试方法应按照国家标准 GB/T 15291—1994《半导体器件第 6 部分 晶闸管》中的规定。

器件工作的壳温上限值 T_c 可由结壳热阻 R_{jc} 、器件的最大功耗 P_{max} 及额定最高结温 T_{jmax} 计算得出,即

$$T_c = T_{jmax} - P_{max} R_{jc} \quad (3.6-7)$$

接触热阻 R_{cs} 的大小主要取决于管壳和散热器接触面积大小和机械加工质量。实际使用时还与接触面的压力相关。接触热阻主要靠实验测定。

在接触面加上一层延展性好、导热系数高的材料或涂一层导热脂可减小接触热阻。

器件生产厂家一般在产品手册中给出接触热阻的上限值,并同时给出安装压力等条件。器件生产厂家应保证只要按安装要求正确安装散热器,接触热阻就会小于手册中的接触热阻。至于具体到每套器件的接触热阻,只有通过实验得出,而且直接测量很麻烦。也有人在探索一种能从表面参数、界面材料性质及间隙流体性质确定接触热阻的半经验方法,在缺乏实测数据时可作为一种近似方法。作为一种经验值,也可将接触热阻估计为结壳热阻的 $1/3$ (螺栓器件)或 $1/5$ (平板器件)。

散热器热阻 R_{sa} 主要是由散热器材质、结构尺寸、机械加工质量和冷却方式决定。从设计上, R_{sa} 可近似表示为

$$R_{sa} = 1 / (A h \eta) \quad (3.6-8)$$

式中: A 为散热器面积; h 为传热系数,表示每单位面积、每度所耗散的功率,它依赖于热量耗散到周围环境的散热方式及冷却介质; η 为散热器效率,它反映了散热器表面上的温度分布; A 可以认为是散热器表面的有效面积。

1.2.2.2 瞬态热阻抗

瞬态热阻抗是为了计算开通、关断、浪涌等瞬态时的结温、功耗或负载能力而引入的概念。按国家标准中的定义为:在某一时间间隔末,两规定点(或区域)温差变化与引起这一温差变化在该时间间隔初始按阶跃函数变化的耗散功率之比。从该定义可以看出,瞬态热阻抗是以矩形波的电流波形来定义的,所以在应用瞬态热阻抗进行计算时,如果器件所通电流不是矩形波,要将电流波形等效为矩形波才能计算,这一点要特别注意。

瞬态热阻抗作为一个技术参数,其实质也是一种热阻,单位也与稳态热阻相同。它反映的是器件在通电加热或关断电流冷却过程中达到热平衡前的热阻。在这个过程中热阻不是常数,是随时间变化的。达到热平衡后,瞬态热阻抗达到最大值,此最大值与稳态热阻值相等。

通常,瞬态热阻抗可用式(3.6-9)描述,即

$$Z_{th}(t) = R_{th}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (3.6-9)$$

式中: R_{th} 为稳态热阻; τ 为器件热时间常数, $\tau = R_{th} C_{th} + C_{th}$ 为器件热容。

可见当 $t \gg \tau$ 时,即器件达到热平衡后, $Z(t) \approx R_{th}$;若时间较短,则 $Z(t) < R_{th}$ 。瞬态热条件下器件/散热器系统的等效热网络如图 3.6-5 所示。

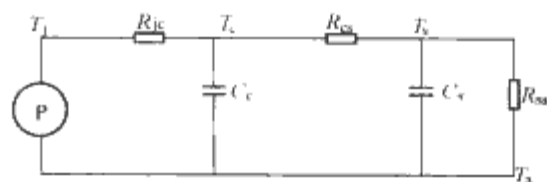


图 3.6-5 瞬态热条件下器件散热器系统的等效热网络

瞬态热阻抗一般通过实验得到,并在器件生产厂家的产品手册中给出。瞬态热阻抗的测试方法见国标 GB/T 15291—1994。图 3.6-6 所示为器件瞬态热阻抗曲线示例。

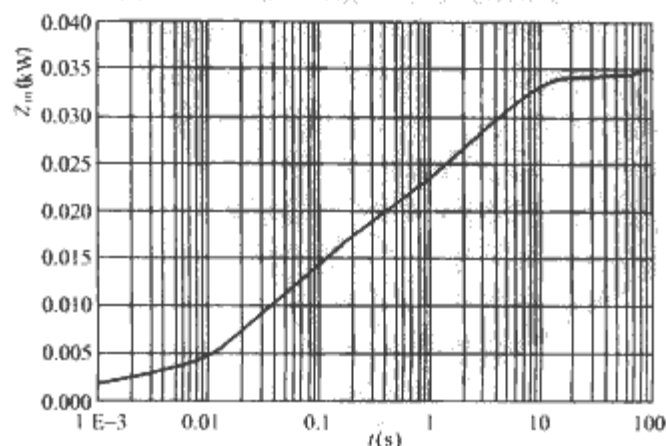


图 3.6-6 器件瞬态热阻抗曲线示例

2 散热方式

从物理学观点,散热模式分为传导、对流和辐射3种。自然界中只要有温差存在,热量就会从高温区传向低温区。电力半导体器件散热方式,按散热器的特点主要分为自冷、风冷、水冷等散热方式。每种冷却方式都包含着2种或3种物理学上的散热模式。不同的散热方式对器件散热能力有很大影响。

各种冷却方式都要通过一定的冷却介质实现。冷却介质通常有空气、水、油。这3种介质的主要物理性质见表3.6-2。

表 3.6-2 常用冷却介质主要物理性质				
冷却介质	比热容 c_m [J/(kg·K)]	热导率 k [W/(m·℃)]	密度 ρ (kg/m ³)	运动黏度 ν [kg/(m·s)]
空气	1066	0.027	1.09	1.7×10^{-5}
油	2130	0.181	850	0.98
水	4180	0.600	995	8×10^{-3}

电力半导体器件常用散热方式及其特点如下。

2.1 自然空气对流冷却

自然空气对流冷却简称自冷,其散热结构简单,利用散热器表面直接向周围环境辐射散热,无需其他辅助手段。使用时无噪声,维护方便。但散热效率差,散发单位功率所需体积大。同一实体散热器,一般自冷热阻是风冷热阻的4~6倍,这意味着自冷散热出力仅是风冷散热的1/4~1/6。其热交换系数 $\alpha=6\sim13\text{kcal}/(\text{h}\cdot\text{m}^2\cdot\text{K})=25\sim54\text{kJ}/(\text{h}\cdot\text{m}^2\cdot\text{K})$,主要用于额定电流很小或过载度很高装置中的大型器件。在使用时,散热器叶片应垂直空气自然对流方向。

2.2 强迫空气冷却

强迫空气冷却简称风冷,与自冷相比,风冷散发单位功率所需体积小。风冷方式散热需要风机,噪声大,维护量也大,需要设计风道。装置结构相对复杂。其散热对流的传热系数正比于 $\sqrt{\nu/L}$, ν 为空气速度, L 为散热器在气流方向上的长度。其热交换系数一般为 $\alpha=35\sim52\text{kcal}/(\text{h}\cdot\text{m}^2\cdot\text{K})=147\sim218\text{kJ}/(\text{h}\cdot\text{m}^2\cdot\text{K})$ 。

风冷散热方法对风速有要求,散热器的热阻及流阻均随风速变化。所谓流阻,对风冷散热器就是在风道中,散热器两侧规定点的压力差。一般用符号 ΔP 表示,单位为Pa,在风冷散热系统中,流阻也称风阻。流阻越大,风道中对风的阻碍越大,在器件串并联应用时,必然造成远离进风口的散热器风速紊乱降低、热阻增大,器件通流能力降低。所以,散热器流阻小,有利于器件串并联应用。

风冷散热中,散热器热阻不仅与散热器自身设计有关(如材质、结构尺寸等),还与风速有密切关系。同样地,流阻除与散热器形状有关外,与风速也有密切关系。一般地,散热器热阻随风速增加而减小,所以增加风速对加强散热能力是有效的。但热阻随风速的增加不是线性的比例关系。在风速大于6m/s时,再增加风速对热阻影响不大。流阻也会随风速变化而变化,与热阻相反,风阻随风速增加而加大。由于热阻和流阻与风速的关系,使用者应根据实际情况选择风速。一般选择风速5~6m/s,此时再增加风速热阻减小很少,而流阻增加却很大;如条件难以达到,可选择风速3~4m/s。图3.6-7所示为SF15风冷散热器热阻及流阻与风速

的关系曲线。

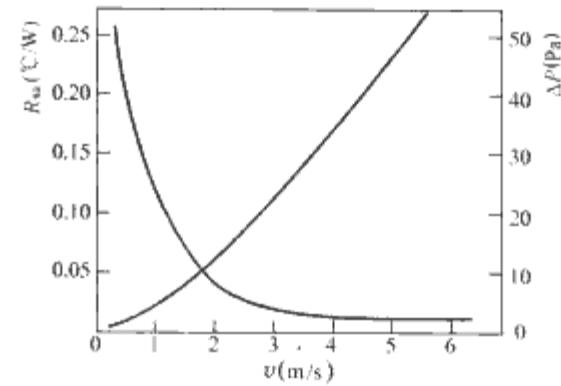


图 3.6-7 SF15 风冷散热器热阻及流阻与风速的关系曲线

总之,由于流阻和热阻对风速变化相反,在风速选择上,尤其在有散热器串并联的情况下,必须综合考虑风速对流阻和热阻的影响。并根据散热条件对器件参数进行选配,例如普通晶闸管,在靠近进风口一端器件的通态压降可稍大于远离进风口的器件,因为两个散热器风速和风温条件都不一样。

2.3 循环水冷却

循环水冷却方法的特点是耗散单位功率的散热器体积小、噪声小。但冷却系统需要水处理和循环设备,造价、系统体积和维护量较大。循环水冷却热交换系数一般为 $\alpha=200\sim2000\text{kcal}/(\text{h}\cdot\text{m}^2\cdot\text{K})=837\sim8374\text{kJ}/(\text{h}\cdot\text{m}^2\cdot\text{K})$ 。

水冷系统对水质有一定要求。循环水电阻率不低于 $2500\Omega\cdot\text{cm}$,PH值为6~9。

水冷散热器在运行中要注意防漏、防堵塞、防凝露。凝露一般发生在湿热季节,空气相对湿度高,当冷却表面的温度低于露点时就会出现凝露,引起器件绝缘的破坏。凝露现象的产生与环境相对湿度、环境温度及散热器冷却表面温度有关。为防止凝露而制订的水冷散热器凝露温度点见表3.6-3。从表中可知,在相对湿度小于85%时,只要冷却表面温度与环境温度差小于5℃,一般便不会产生凝露现象。

表 3.6-3 水冷散热器凝露温度点

环境温度 (℃)	相对湿度(%)					
	95	90	85	80	75	70
40	38.5	37	35	33	31.5	29.5
38	36.5	35	33	31	29.5	27.5
36	34.5	33	31.5	29	27.5	26
34	32.5	32	29	27.5	25.5	23.5
32	30.5	30	27.5	25.5	23	21
30	28.5	27	25.5	23	21.5	19.5
28	26.5	25	23.5	21.5	20	18.5
26	24.5	23	21.5	19.5	18	16.5

水冷散热还必须注意冷却水流量与散热器热阻之间的关系。散热器热阻随水流量增加而减小,但这种趋势不是线性的,一般水流量超过4L/min,散热器热阻减小就变得很缓慢。水冷散热器有其对应的热阻与水流量的关系曲线。在实际应用中,如水流量与散热器额定冷却条件不符,可以参照关系曲线查出实际应用条件下的散热器热阻,进行正确的热特性分析计算。图3.6-8所示为水冷散热器热阻与水流量之间的关系曲线。

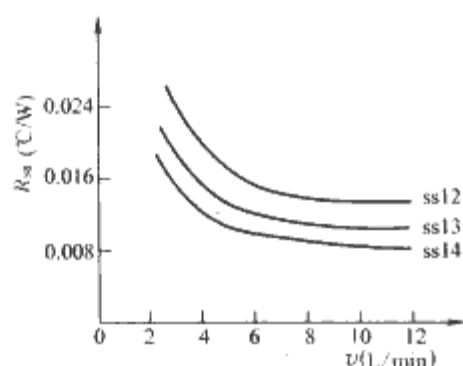


图 3.6-8 水冷散热器热阻与水流量之间的关系曲线

2.4 流水冷却

流水冷却的冷却效果与循环水冷却基本相似，不同点是不需要水处理及循环设备。流水冷却虽然设备简单、投资低，但其绝缘性差，耐压低，冷却水消耗量大，易产生凝露、水路堵塞、锈蚀，降低器件及系统设备的使用寿命。一般不推荐使用。热交换系数一般为 $\alpha = 200 \sim 2000 \text{ kcal/h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K} = 837 \sim 8374 \text{ kJ/(h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K)}$ 。

2.5 循环油冷却

与循环水冷却类似，不过散热介质用油代替水。与水冷系统相比，在低温环境中，冷却介质不易冻结，不需要水处理设备。但它的冷却效果比水冷差。热交换系数一般为 $\alpha = 700 \sim 800 \text{ kcal/(h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}) = 2930 \sim 3349 \text{ kJ/(h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K)}$ 。一般用于电解设备。流速一般要求 $2 \sim 3 \text{ m/s}$ 。

2.6 油浸自冷却

与循环油冷却相比，油浸自冷却不需要循环设备，但冷却效果不如循环油冷却。用于电力电子设备容量不大、要求绝缘较高而其他几种冷却方式都不适宜的特殊场合。热交换系数一般为 $\alpha = 200 \sim 300 \text{ kcal/(h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}) = 837 \sim 1256 \text{ kJ/(h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K)}$ 。一般用于电镀设备。

2.7 沸腾冷却

沸腾冷却是利用液体蒸发吸热原理来进行冷却的一种散热方式。在液体汽化过程中会吸收大量的热量，所以沸腾冷却方式冷却效率很高，其热交换系数一般可达到 $\alpha = 3000 \sim 7000 \text{ kcal/(h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}) = 12558 \sim 29302 \text{ kJ/(h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K)}$ ，其散发单位功率的体积及质量最小。同样的热阻水平，热管散热器的质量只有实体散热器的 $1/2 \sim 1/3$ ，但其冷却系统复杂，价格较高。

热管散热器是利用沸腾冷却方式对电力半导体器件进行散热的散热器。它是以水或其他传热流体为冷媒，密封在特制的铜管内的沸腾冷却散热器。从其冷却方式也可分为自冷与风冷。热管散热器主要结构如图 3.6-9 所示。器件安装在

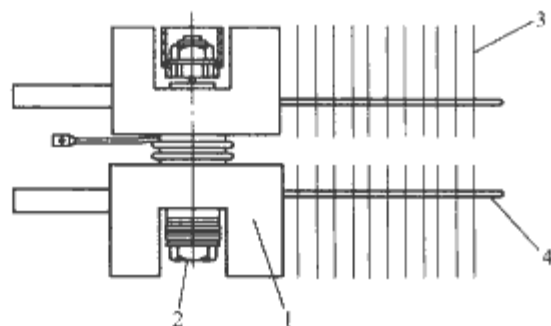


图 3.6-9 热管散热器主要结构

1—散热器提供固定的部分及导电排；2 紧固螺栓；
3—散热片；4—热管

基板上，如果在最接近热源处的管壁温度接近于冷媒液体的沸点，就会使液体汽化，并吸收热量，蒸汽传导至整个铜管，铜管外部连接散热片，经散热片散热后蒸汽又凝结为液体，根据结构不同，冷凝液体通过重力或毛细作用又会回到吸热面，如此循环往返，将热量迅速散发至外部环境。

热管散热器的冷媒，要求有适当的沸腾点和饱和蒸汽压，良好的绝缘性、不燃性，不伤害热管材料。常用的有氟里昂、水、水和甲醇的混合液。

热管散热器的热阻与工作条件有很大关系。当外部有强迫风冷条件时，它的热阻及流阻会随风速变化，变化趋势与风冷散热器类似。具体可查看各散热器特性曲线。热管散热器的热阻受器件功耗的影响很大。一般热阻随器件功耗增大而减小，这是因为在大功耗条件下蒸发作用会加强。但有时功耗过大，使接触面上覆盖一层沸腾液体膜，会导致热阻增大。热管散热器的热阻与安装方向也有关系，在其他条件相同条件下，热管垂直放置时，其热阻比热管水平放置时小 $5\% \sim 10\%$ 。

3 器件工作损耗及结温计算

电力半导体器件应用中，热特性的设计计算是非常重要的。热特性设计主要目的是保证器件在工作中发出的热量能及时地通过散热系统散发出去，使器件的工作结温不超过额定最高结温。从而保证器件可靠安全地工作及较长的使用寿命。计算器件的损耗功率及结温升是为器件选配适合的散热器的基础。

3.1 器件损耗功率计算

器件损耗功率是器件在单位时间内消耗的能量。器件工作时，包括通态损耗、开关损耗、断态损耗及门极损耗。

3.1.1 通态损耗

通态损耗是器件在导通状态时的稳态损耗，当器件在低频条件（一般指 $f \leq 400 \text{ Hz}$ ）工作时，通态损耗是器件损耗中最主要的组成。通态平均损耗 $P_{T(AV)}$ 可表示为

$$P_{T(AV)} = 1/T \int_0^T i(t)v(t)dt \quad (3.6-10)$$

式中： T 为周期。

电力半导体器件中，器件通态伏安特性可以用门槛电压 U_{TO} 、斜率电阻 r_T 表示为

$$U_{TM} = U_{TO} + r_T I_{TM} \quad (3.6-11)$$

正弦半波电流，在导通角 α 条件下，平均电流 $I_{T(AV)}$ 可表达为

$$I_{T(AV)} = 1/(2\pi) \int_0^\alpha i_M d\varphi \\ = [(1 - \cos\alpha)/(2\pi)] I_M \quad (3.6-12)$$

式中： I_M 为正弦半波电流的峰值电流。

这样，相控晶闸管、整流管在正弦半波电流下的通态平均功耗为

$$P_{T(AV)} = U_{TO} I_{T(AV)} + r_T I_{T(AV)}^2 \pi(2\alpha - \sin 2\alpha) / [2(1 - \cos\alpha)^2] \quad (3.6-13)$$

式中： α 为导通角。当 $\alpha = 180^\circ$ 时，有

$$P_{T(AV)} = U_{TO} I_{T(AV)} + (\pi^2/4) r_T I_{T(AV)}^2 \quad (3.6-14)$$

方波电流条件下，相控晶闸管、整流管的通态平均功耗为

$$P_{T(AV)} = \alpha/(2\pi)(U_{TO} I_M + r_T I_M^2) = U_{TO} I_{T(AV)} + (2\pi/\alpha) r_T I_{T(AV)}^2 \quad (3.6-15)$$

当 $\alpha = 180^\circ$ 时，有

$$P_{T(AV)} = U_{TO} I_{T(AV)} + 2r_T I_{T(AV)}^2 \quad (3.6-16)$$

对于双向晶闸管, 由于其特殊性, 通常求解的是正弦全波电流下的功耗

$$\begin{aligned} P_{T(AV)} &= 1/(2\pi) \int_0^\pi 2i(t)v(t)d\varphi \\ &= U_{TO} I_{T(AV)} + r_T I_{T(AV)}^2 \pi(2\alpha - \sin 2\alpha)/[4(1 - \cos \alpha)^2] \\ &= [2(1 - \cos \alpha)U_{TO} I_{T(RMS)}] / \sqrt{\pi(2\alpha - \sin 2\alpha)} + r_T I_{T(RMS)}^2 \end{aligned} \quad (3.6-17)$$

当 $\alpha=180^\circ$ 时, 有

$$P_{T(AV)} = 0.9U_{TO} I_{T(RMS)} + r_T I_{T(RMS)}^2 \quad (3.6-18)$$

式中: $I_{T(RMS)}$ 是器件的方均根电流。

获得器件通态平均功耗更简捷的方法是查看产品手册上的 $P_{T(AV)}-I_{T(AV)}$ 特性曲线。这是产品手册中应给出的基本曲线。曲线一般给出正弦半波和方波两种波形曲线, 并以导通角作为参变量。通过曲线, 可以直接查到对应平均电流的通态平均功耗, 给器件热特性设计带来方便。图 3.6-10 所示为某器件通态功耗与通态平均电流关系曲线 $P_{T(AV)}-I_{T(AV)}$ 。从图中可知, 在正弦半波、 $\alpha=180^\circ$ 条件下, 当器件通态平均电流为 2500A 时, 器件平均功耗最大值为 6000W。

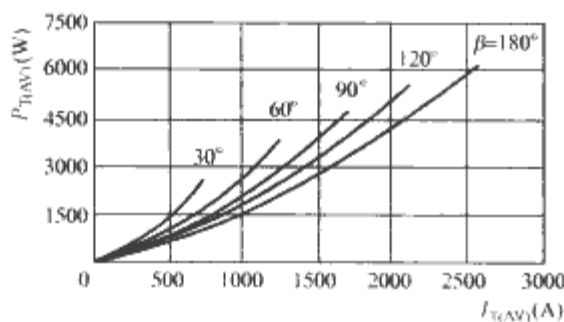


图 3.6-10 某器件通态功耗与通态平均电流关系曲线

对于 IGBT, 其通态功耗是通态饱和电压与通态电流的乘积。在 PWM 应用中, 通态功耗必须与占空比因子相乘而得到平均功耗。

功率管 MOSFET 的通态损耗一般用其通态电阻 $R_{DS(on)}$ 和漏极电流 I_{DS} 来表示。即

$$P_T = I_{DS}^2 R_{DS(on)} \quad (3.6-19)$$

要注意的是 $R_{DS(on)}$ 是温度的函数, 有如下关系, 即

$$R_{DS(on)}(T_j) = R_0[1 + \alpha(T_j - 25)] \quad (3.6-20)$$

式中: R_0 为 $R_{DS(on)}$ 在 25°C 时的额定值; α 为其温度系数。

3.1.2 开关损耗

开关损耗是指器件在开通及关断过程中产生的功耗。器件工作在开关频率很高条件下时, 开关损耗是器件损耗中主要组成部分。其值与开关过程的电流电压波形及开关时间有关, 图 3.6-11 所示为器件典型开关电流电压波形。一般开通关断电压电流波形复杂, 很难用精确的对电流电压瞬时值乘积的积分求解, 通常简化的计算方式是将电流电压波形按线性近似处理。这样对感性负载和阻性负载两种情况分别计算得到开关损耗如下

感性负载为

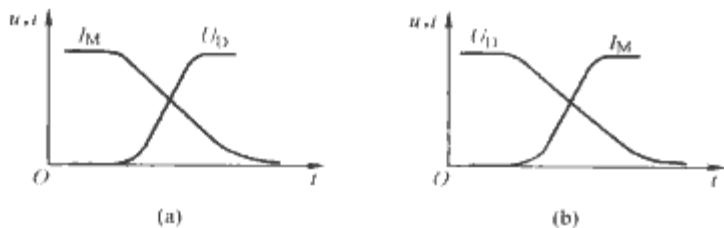


图 3.6-11 器件典型开关电流电压波形
(a) 关断电流电压波形; (b) 开通电流电压波形

$$P_{on/off} = (U_D I_M t_{on/off} f)/2 \quad (3.6-21)$$

阻性负载为

$$P_{on/off} = (U_D I_M t_{on/off} f)/6 \quad (3.6-22)$$

式中: f 是器件开关频率, $t_{on/off}$ 为关断时间或开通时间, 计算开通损耗时取开通时间, 计算关断损耗时取关断时间。

为便于计算开关损耗, 有些器件在产品手册中会给出单次开通及关断的损耗 E_{on} 、 E_{off} 与相关参数的特性曲线。如 IGBT 单次开关能量与集电极电流关系如图 3.6-12 所示。从图中查出特定集电极电流对应的单次开关能耗后, 可以很方便地计算出开关损耗, 即

$$P_{on} = E_{on} f \quad (3.6-23)$$

$$P_{off} = E_{off} f \quad (3.6-24)$$

式中: f 为开关频率。

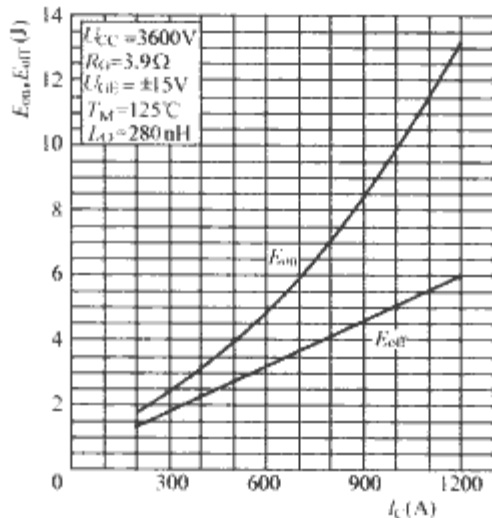


图 3.6-12 IGBT 单次开关能量与集电极电流关系

事实上, 大多数器件的关断时间远大于开通时间。所以开通损耗在开关损耗中所占比例很小, 开关损耗主要是关断损耗。对于高频开关器件, 开关损耗会超过通态损耗, 成为器件损耗中的主要组成部分。

3.1.3 断态损耗

断态损耗是指在器件处于阻断状态时, 由于存在漏电流导致的损耗。

理论上, 断态平均损耗 P_D 也应通过精确求解瞬态漏电流与阻断电压相乘后的积分得到。但由于断态损耗远小于通态损耗, 故一般可粗略计算, 即

$$P_D = U_{Rm} I_k \quad (3.6-25)$$

式中: U_{Rm} 为正向或反向峰值电压; I_k 为相应电压下的平均漏电流。

其实, 在大多数情况下, 计算器件功耗时都可以忽略断态损耗。

3.1.4 门极损耗

门极损耗指器件开关过程中消耗在晶闸管门极、晶体管基极、IGBT 栅极等的功率。与其他损耗相比, 门极损耗很小, 一般可以忽略不计。

3.2 器件结温计算

根据产品手册中给出的器件的结壳热阻值 R_{jc} 及瞬态热阻抗曲线, 可以判断出器件在各种工作条件下的工作结温, 从而判断器件是否正常工作, 散热器选配是否适当。

3.2.1 任意功耗波形的等效处理

瞬态热阻抗一般都是针对矩形波功率脉冲来讨论的。对于非矩形脉冲, 为了方便计算结温, 必须将实际波形等效变换成矩形, 图 3.6-13 所示为功耗的等效矩形脉冲处理。等效后的脉冲幅值和平均值都与原波形的幅值和平均值相等,

等效矩形脉冲的宽度为

$$t_p = (P_{AV}/P_m)t_N \tag{3.6-26}$$

式中： P_{AV} 为等效矩形脉冲的平均值； P_m 为等效矩形脉冲的幅值； t_N 为原波形的底宽。

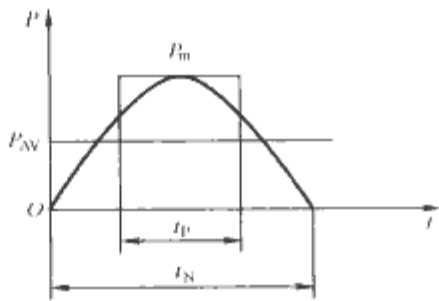


图 3.6-13 功耗的等效矩形脉冲处理

3.2.2 结温计算

稳定的连续负载情况下，周期内的平均功率损耗恒定不变，则电力半导体器件的平均结温通过稳态热阻求得，即

$$\begin{aligned} T_j &= \Delta T_j + T_c = P_{AV}R_{jc} + T_c \\ &= P_{AV}R_{ja} + T_a \\ &= P_{AV}(R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) + T_a \end{aligned} \tag{3.6-27}$$

式中： T_c 为管壳温度； T_a 为环境温度。要注意选择实际应用波形及导通角对应的结壳热阻或总热阻。

在实际应用中，负载条件并不总是稳定连续负载。经矩形等效后，可以将负载波形等效为一系列矩形波脉冲。这种情况下，结温 T_j 会随时间变化，具体变化情况与脉冲参数有关。但每次脉冲的最高温度必然出现在功率脉冲的下降沿。利用瞬态热阻抗可计算由各种负载所引起的结温升。

$$\Delta T_j(t) = PZ_{thja}(t) \tag{3.6-28}$$

$$T_j(t) = \Delta T_j(t) + T_a \tag{3.6-29}$$

对多脉冲热响应的计算都在对单脉冲负载的热响应叠加的基础上进行，取功率损耗的上升沿为正，下降沿为负。下面给出几个典型负载的结温升计算。

3.2.2.1 矩形单脉冲

矩形单脉冲波形如图 3.6-14 所示。器件瞬态热阻抗曲线如图 3.6-15 所示。

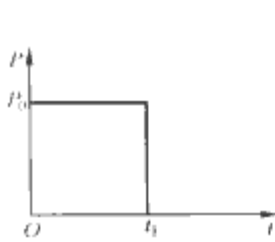


图 3.6-14 矩形单脉冲波形

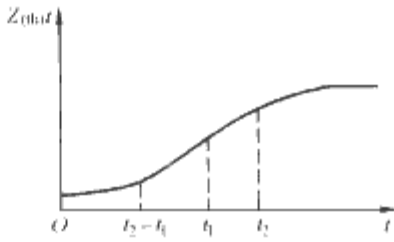


图 3.6-15 器件瞬态热阻抗曲线

在时间 t_1 时等效结温升为

$$\Delta T_j(t_1) = P_0 Z_{thj1} \tag{3.6-30}$$

当 $t_2 \geq t_1$ 时，功率脉冲幅值为 0，器件处于冷却状态。此时等效结温升为

$$\Delta T_j(t_2) = P_0 [Z_{thj2} - Z_{thj(t_2-t_1)}] \tag{3.6-31}$$

3.2.2.2 单序列脉冲

经热响应叠加计算，在 t_1 、 t_2 、 t_3 这 3 个时刻，其对应的结温升依次为

$$\Delta T_j(t_1) = P_1 Z_{thj1} \tag{3.6-32}$$

$$\Delta T_j(t_2) = P_1 Z_{thj2} + (P_2 - P_1) Z_{thj(t_2-t_1)} \tag{3.6-33}$$

$$\begin{aligned} \Delta T_j(t_3) &= P_1 Z_{thj3} + (P_2 - P_1) Z_{thj(t_3-t_1)} + \\ &\quad (P_3 - P_2) Z_{thj(t_3-t_2)} \end{aligned} \tag{3.6-34}$$

单序列脉冲波形如图 3.6-16 所示，表 3.6-4 给出了用瞬态热阻抗计算出的几种典型负载的结温升计算结果。

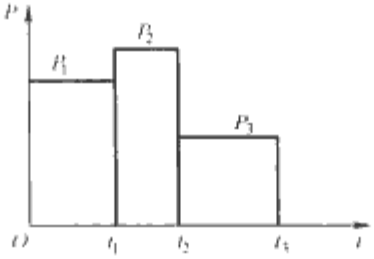
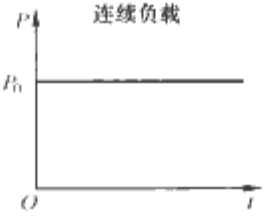
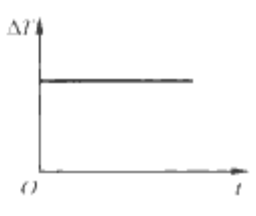
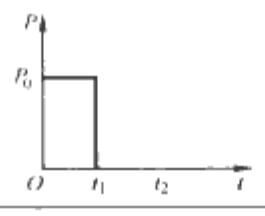
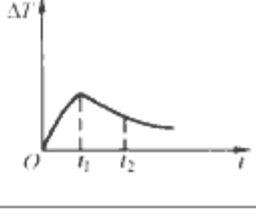
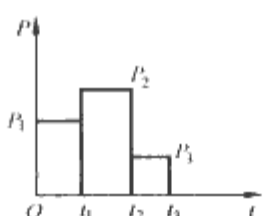
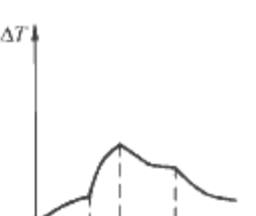
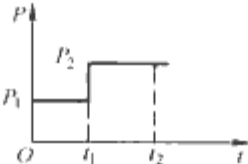
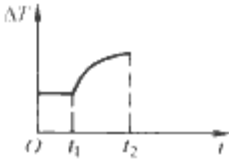
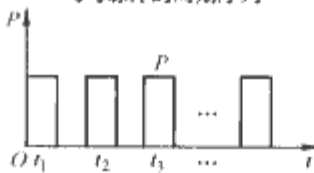
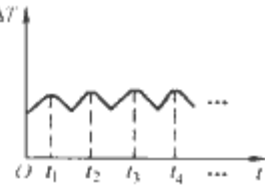


图 3.6-16 单序列脉冲波形

表 3.6-4 用瞬态热阻抗计算的几种典型负载的结温升计算结果

负载条件	热响应	结温升计算
<p>连续负载</p> 		$\Delta T = P_0 R_{jc}$
<p>单脉冲</p> 		$\begin{aligned} \Delta T(t_1) &= P_0 Z_{thj1} \\ \Delta T_j(t_2) &= P_0 [Z_{thj2} - Z_{thj(t_2-t_1)}] \end{aligned}$
<p>3个脉冲的单序列</p>  <p>Q个脉冲的单序列 $P_0=0$ $t_0=0$</p>		$\begin{aligned} \Delta T_j(t_1) &= P_1 Z_{thj1} \\ \Delta T_j(t_2) &= P_1 Z_{thj2} + (P_2 - P_1) Z_{thj(t_2-t_1)} \\ \Delta T_j(t_3) &= P_1 Z_{thj3} + (P_2 - P_1) Z_{thj(t_3-t_1)} + \\ &\quad (P_3 - P_2) Z_{thj(t_3-t_2)} \\ \Delta T(t_Q) &= \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) Z_{thj(t_q-t_{q-1})} \end{aligned}$

续表

负 载 条 件	热 响 应	结 温 升 计 算
<p>连续负载下的过载</p> 		$\Delta T(t_2) = P_1 R_{\text{je}} + (P_2 - P_1) Z_{(\text{th})}(t_2 - t_1)$
<p>均匀脉冲的周期序列</p> 		$\begin{aligned} \Delta T &= \Delta T_{\text{m}} + \Delta T_1 \\ \Delta T_{\text{m}} &= (t_1/t_2) P Z_{(\text{th})} t_{\infty} \\ \Delta T_1 &= (1 - t_1/t_2) P Z_{(\text{th})}(t_2 - t_1) - \\ &\quad P Z_{(\text{th})} t_2 + P Z_{(\text{th})} t_1 \end{aligned}$

4 散热器的选配

散热器的选配设计是器件散热设计中极为重要的一环。散热器的选配要综合考虑散热器热阻、体积、应用条件以及价格等多方面因素。电力电子器件常用散热器有国家标准,对散热器的热阻、尺寸等都有规定,一般使用时只需在标准中选取符合应用要求的散热器即可。如对散热器热阻、尺寸有特殊要求,标准中没有符合要求的散热器型号,则需专门进行非标散热器设计。

4.1 散热器的选配方法

散热器的选配的基本原则是确保器件的工作结温不超过额定结温。器件选配散热器的基本依据是结壳热阻 R_{jc} 、接触热阻 R_{cs} 和器件耗散功率,其次还要考虑最高工作结温及冷却介质温度。计算散热器热阻公式为

$$R_{\text{sa}} = (T_{\text{jm}} - T_{\text{a}})/P_{\text{AV}} - (R_{\text{jc}} + R_{\text{cs}}) \quad (3.6-35)$$

式中: T_{a} 为环境温度,自冷和风冷为 40°C ,水冷为 35°C ; P_{AV} 为器件的功耗。求得散热器热阻后,可根据实际冷却条件,选择热阻值略小于计算值的散热器。需要指出的是标准中的散热器热阻值都是在额定冷却条件下的热阻值。所谓额定冷却条件指下面的冷却条件。

(1) 自冷散热器: 环境空气温度不高于 40°C 、空气自然对流的风速不大于 0.5m/s 。

(2) 风冷散热器: 进风口温度不高于 40°C 、进风端风速为 6m/s 。

(3) 水冷散热器: 进水口水温不高于 35°C 、水流量为 4L/min 。

如果实际冷却条件不能达到要求,应根据散热器的特性曲线对热阻值进行修正。

下面给出一个计算实例:

以工频正弦半波额定的 $I_{\text{F(AV)}}=50\text{A}$ 的普通整流管,其参数为

$R_{\text{jc}}=0.6^{\circ}\text{C/W}$ 、 $R_{\text{cs}}=0.2^{\circ}\text{C/W}$ 、 $U_{\text{TO}}=0.8\text{V}$ 、 $T_{\text{jm}}=150^{\circ}\text{C}$ 、 $r_{\text{T}}=6\text{m}\Omega$ 、 $T_{\text{a}}=40^{\circ}\text{C}$

对普通整流管,可将正向平均损耗作为器件总损耗,则根据式 (3.6-14),有

$$P_{\text{T(AV)}} = U_{\text{TO}} \cdot I_{\text{T(AV)}} + (\pi^2/4)r_{\text{T}}I_{\text{T(AV)}}^2 = 77.05\text{W}$$

根据式 (3.6-35),有

$$R_{\text{sa}} = (T_{\text{jm}} - T_{\text{a}})/P_{\text{T(AV)}} - (R_{\text{jc}} + R_{\text{cs}}) \approx 0.63^{\circ}\text{C/W}$$

这样,从标准中寻找 R_{sa} 小于 0.63°C/W 的散热器即可

满足散热要求。

在选择散热器时,仅从热阻参数看,可能会有几种散热器都满足要求,这时应综合考虑冷却、安装、通用互换和经济因素,选择最佳的散热器型号。

4.2 散热器安装原则

安装散热器要严格依照器件制造厂给出的紧固力或安装力矩,保证器件与散热器之间的良好热接触。紧固力的定义为:保证器件与散热器组装后具有良好接触的安装力。紧固力选取不当会对器件实际应用产生极大影响。紧固力不够(小于额定紧固力),会导致接触热阻、压降及结温偏高,严重时可导致器件烧毁。紧固力偏大,会导致器件与散热器接触面变形,减小有效接触面积。严重时会使硅片产生微观裂纹甚至断裂。

有的生产厂家会给出紧固力特性曲线,如图 3.6-17 所示,这是一条试验曲线,反映器件与散热器接触热阻与紧固力间的关系。紧固力特性曲线分为 4 个区域,安装散热器时,应将紧固力选择在力合适区,以保证良好的散热效果。一般各生产商会在产品手册中给出一个紧固力典型值。实际安装时可以在此典型值基础上有 $\pm 10\%$ 误差。

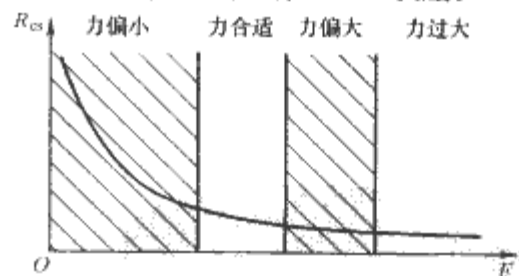


图 3.6-17 紧固力特性曲线

4.3 散热器的机械尺寸和互换性

散热器组装后外形尺寸应符合有关标准规定。如 SF 系列散热器组装后应符合 GB/T 8446.1《电力半导体器件用散热器第 1 部分:铸造类系列》的有关规定。

SF 风冷散热器和 SS 水冷散热器对平板形凸台器件具有良好的互换性,每种散热器一般可对应 2~3 种器件。

4.4 散热器绝缘件和紧固件

散热器绝缘件和紧固件技术要求应符合 GB/T 8446.3《电力半导体器件用散热器第 3 部分:绝缘件和紧固件》的规定。

4.5 电力电子器件常用散热器

4.5.1 散热器的型号识别

散热器型号代码如图 3.6-18 所示，散热器代码意义见表 3.6-5。

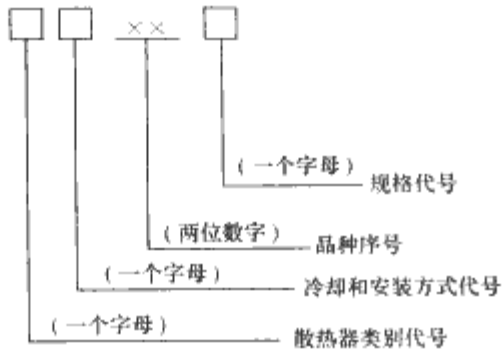


图 3.6-18 散热器型号代码

表 3.6-5 散热器代码意义

散热器类别代号	冷却、安装方式 (系列) 代号	品种序号	规格代号
S 铸造类散热器	P—自冷、片形	两位 数字代 表散热 器的外 形尺寸	如有需要， 按安装尺寸或 一个外形尺寸 不同划分
X 型材类散热器	Z—自冷、螺栓形		
R 热管类散热器	L—风冷、螺栓形		
	F—风冷、平板形		
	S—水冷、平板形		
	M 自冷、模块形		
	K—风冷、模块形		

4.5.2 散热器外形尺寸及性能

4.5.2.1 片形散热器

片形散热器 (SP) 分为 SP11 及 SP12 两种类型，其外形结构及尺寸如图 3.6-19 所示，图中尺寸单位均为 mm。

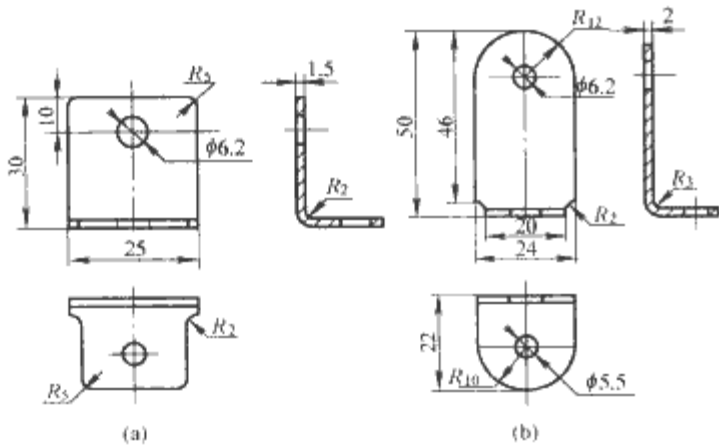


图 3.6-19 片形散热器外形结构及尺寸
(a) SP11; (b) SP12

4.5.2.2 铸造类螺栓形散热器

铸造类螺栓形散热器分为自冷螺栓形 (SZ) 及风冷螺栓形 (SL)，由安装用导电片和散热体组成。铸造类螺栓形散热器规格型号见表 3.6-6。

表 3.6-6 铸造类螺栓形散热器规格型号

系列名称	品种规格型号									
SZ	SZ13	SZ14	SZ14A	SZ14B	SZ15	SZ15A	SZ16	SZ17	SZ17A	
SL	SL16	SL17	SL17A	SL18	SL18A	SL19	SL19A	SL20	SL21	

螺栓形散热器 (导电片及散热体) 的外形结构如图 3.6-20~图 3.6-26 所示，其尺寸见表 3.6-7~表 3.6-13。

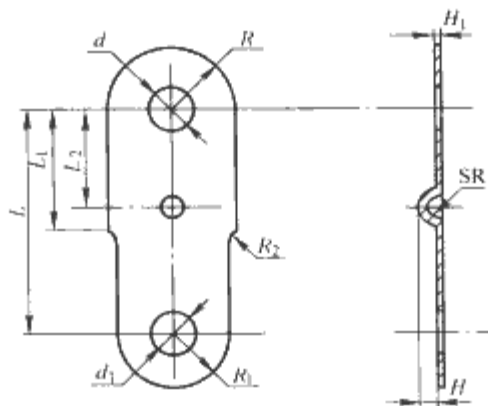


图 3.6-20 螺栓形散热器 (SZ13、SZ14、SZ14A、SZ14B) 的导电片

表 3.6-7 螺栓形散热器导电片 (图 3.6-20) 尺寸 1 mm

品种规格	外形尺寸									安装尺寸	
	L	L ₁	L ₂	H	H ₁	R	R ₁	SR	R ₂	d	d ₁
SZ13	32	21	17	2	1	7.5	6	2	1.5	6.5	5.5
SZ14	40	25	23	2	1	11	9	2	1.5	6.5	5.5
SZ14A	40	25	23	2	1	11	9	2	1.5	8.5	6.5
SZ14B	40	25	23	2	1	11	9	2	1.5	10.5	6.5

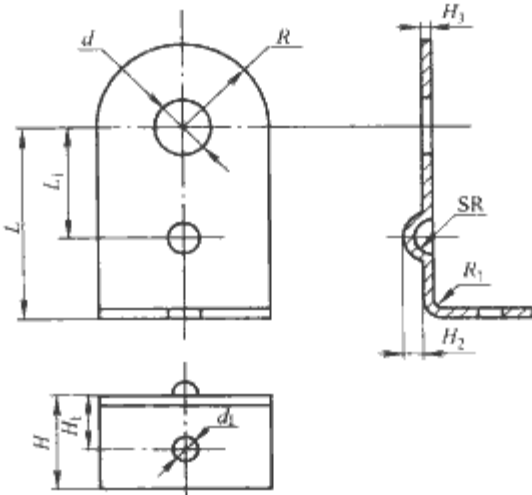


图 3.6-21 螺栓形散热器 (SZ15、SZ15A、SZ16、SZ17、SZ17A、SL16、SL20、SL21) 的导电片

表 3.6-8 螺栓形散热器导电片 (图 3.6-21) 尺寸 2 mm

品种规格	外形尺寸									安装尺寸	
	L	L ₁	H	H ₁	H ₂	H ₃	R	R ₁	SR	d	d ₁
SZ15	35	25	20	11	2	1	13	2	2	8.5	6.5
SZ15A	35	25	20	11	2	1	13	2	2	10.5	6.5
SZ16	38	25	25	15	2	1	16	2	2	10.5	6.5
SZ17	41	30	25	15	2	1	16	2	2	10.5	6.5
SZ17A	41	30	25	15	2	1	16	2	2	16.5	6.5
SL16	38	25	25	15	2	1	16	2	2	12.5	6.5
SL20	70	58	55	35	2	4	35	6	2	25	14
SL21	70	58	55	35	2	4	35	6	2	35	14

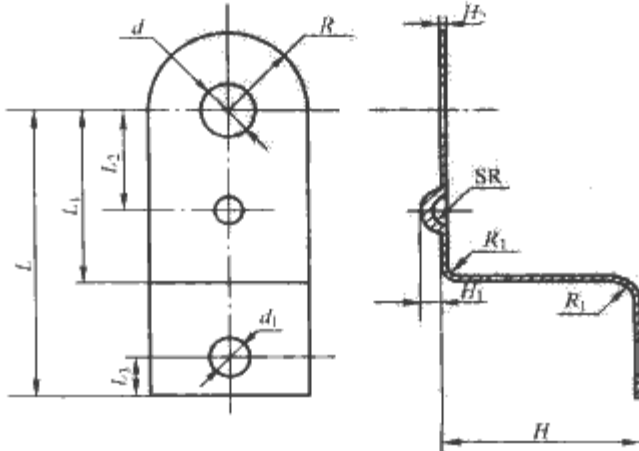


图 3.6-22 螺栓形散热器 (SL17、SL17A、SL18、SL18A、SL19、SL19A) 的导电片

表 3.6-9 螺栓散热器导电片 (图 3.6-22) 尺寸 3 mm

品种规格	外形尺寸										安装尺寸	
	L	L_1	L_2	L_3	H	H_1	H_2	R	R_1	SR	d	d_1
SL17	62	34	25	14.5	40	2	1.5	18	2	2	12.5	6.5
SL17A	62	34	25	14.5	40	2	1.5	18	2	2	17	8.5
SL18	71	43	30	14.5	40	2	2	22	2	2	21	8.5
SL18A	71	43	30	14.5	40	2	2	22	2	2	25	8.5
SL19	91	63	42	14.5	40	2	2	24	2	2	21	8.5
SL19A	91	63	42	14.5	40	2	2	24	2	2	25	8.5

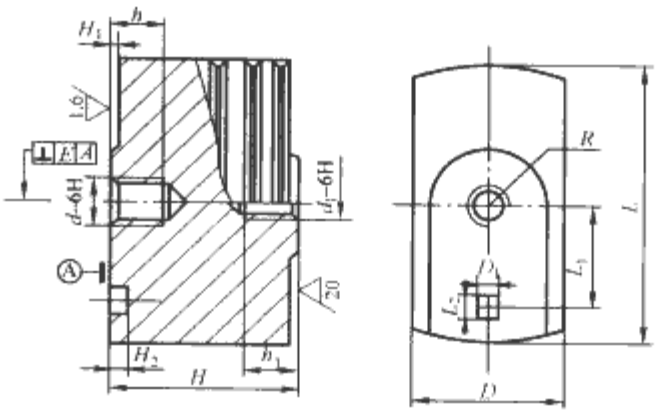
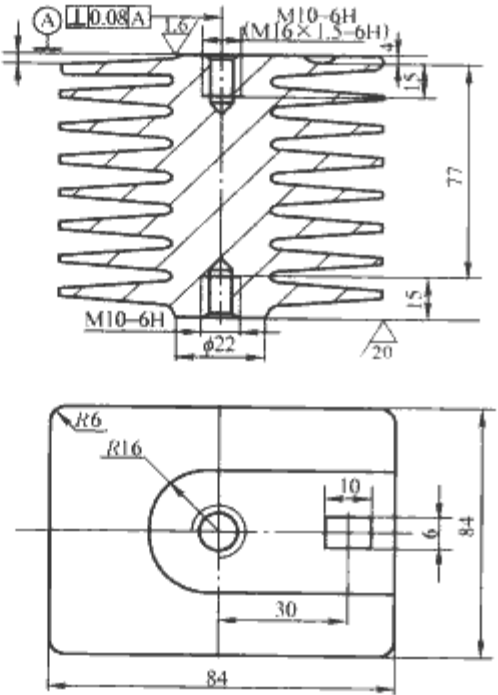


图 3.6-23 螺栓形散热器 (SZ13、SZ14、SZ14A、SZ14B、SZ15、SZ15A、SZ16、SL16) 的散热体

表 3.6-10 螺栓形散热器散热体 (图 3.6-23) 尺寸 1 mm

品种规格	外形尺寸			安装尺寸				台面		定位孔				d 轴线对 A 面垂直度
	L	D	H	d	h	d_1	h_1	R	H_1	L_1	L_2	D_1	H_2	E
SZ13	45	22	25	M6	12	M6	10	8	1	17	7	5	4	0.08
SZ14	60	32	33	M6	12	M6	12	12	1	23	8	6	4	0.08
SZ14A	60	32	33	M8	14	M6	12	12	1	23	8	6	4	0.08
SZ14B	60	32	33	M10	14	M6	12	12	1	23	8	6	4	0.08
SZ15	70	36	40	M8	14	M10	12	13	1	25	8	6	4	0.08
SZ15A	70	36	40	M10	14	M10	12	13	1	25	8	6	4	0.08
SZ16	76	46	48	M10	16	M10	15	16	1	25	8	6	4	0.08
SL16	76	46	48	M12	16	M12	15	16	1	25	8	6	4	0.10



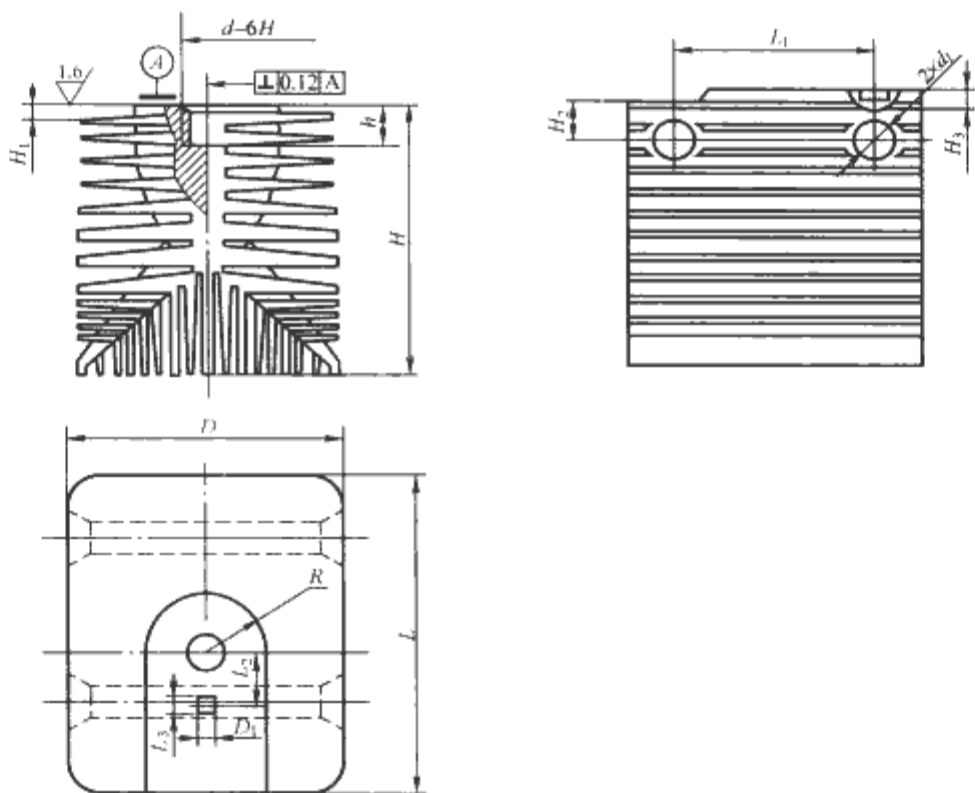


图 3.6-26 螺栓形散热器 (SL19、SL19A、SL20、SL21) 的散热体

表 3.6-12 螺栓形散热器散热体 (图 3.6-26) 尺寸 3

品种规格	外形尺寸			安装尺寸				台 面		定位孔					d 轴线对 A 面垂直度 E
	L	D	H	d	h	d ₁	L ₁	R	H ₁	H ₂	D ₁	L ₂	L ₃	H ₃	
SL19	130	130	110	M20×1.5	25	19	80	28	1	15	8	42	10	5	0.12
SL19A	130	130	110	M24×1.5	25	19	80	28	1	15	8	42	10	5	0.12
SL20	148	148	135	M24×1.5	35	19	100	34	2	21	8	58	10	5	0.12
SL21	160	160	145	M24×1.5	35	19	100	34	2	21	8	58	10	5	0.12

表 3.6-13 螺栓形散热器主要性能参数

散热器 品种规格		热 阻 R_m	流 阻 Δp	散热体质量 m
		℃/W	Pa	kg
自 冷	SZ13	≤7.5	—	0.04
	SZ14	≤4.4	—	0.09
	SZ14A	≤4.4	—	0.09
	SZ14B	≤4.4	—	0.09
	SZ15	≤3.4	—	0.11
	SZ15A	≤3.4	—	0.11
	SZ16	≤2.8	—	0.2
	SZ17	≤1.3	—	0.53
	SZ17A	≤1.3	—	0.53
风 冷	SL16	≤0.600	≤40	0.2
	SL17	≤0.250	≤40	0.5
	SL17A	≤0.250	≤40	0.5
	SL18	≤0.160	≤40	1.1
	SL18A	≤0.160	≤40	1.1
	SL19	≤0.110	≤45	2.3
	SL19A	≤0.110	≤40	2.3
	SL20	≤0.080	≤50	3.5
	SL21	≤0.066	≤60	4.8

型 (XL), 其常用规格型号见表 3.6-14。

表 3.6-14 型材类螺栓散热器常用规格型号

系列 名称	品种规格型号							
XZ	XZ13	XZ13A	XZ13B	XZ15	XZ15A	XZ15B	XZ17	XZ17A
XL	XL17	XL17A	XL17B	XL17C	XL18	XL18A	XL18B	XL18C
XZ	XZ17B	XZ17C	XZ17D	—	—	—	—	—
XL	XL19	XL19A	XL19B	XL19C	XL20	XL20A	XL20B	—

型材类螺栓散热器的外形结构如图 3.6-27 和图 3.6-28 所示, 其尺寸见表 3.6-15 和表 3.6-16。

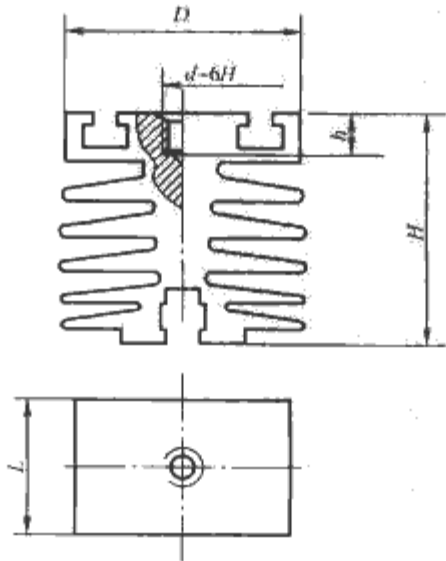


图 3.6-27 XZ 自冷型材类螺栓散热器

4.5.2.3 型材类螺栓散热器

型材类螺栓散热器也相应地分为自冷型 (XZ) 及风冷

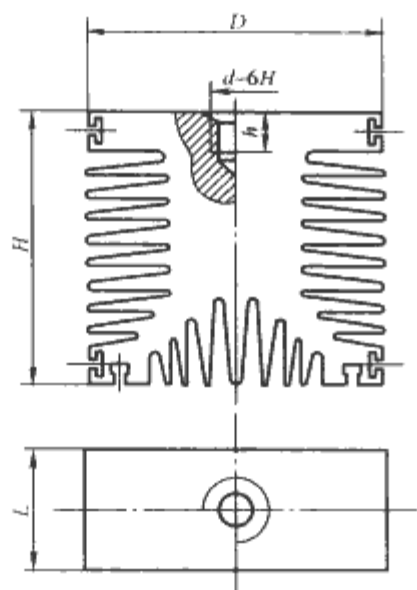


图 3.6-28 XL 风冷型材类螺栓散热器

表 3.6-15 XZ 自冷型材类螺栓散热器 (图 3.6-27) 尺寸

型 号	外形尺寸				
	D	H	L	h	d
XZ13	25	30	—	—	无此螺孔
XZ13A	25	30	30	12	M5
XZ13B	25	30	30	12	M6
XZ15	35	45	—	—	无此螺孔
XZ15A	35	45	60	14	M6
XZ15B	35	45	60	14	M8
XZ17	70	80	—	—	无此螺孔
XZ17A	70	80	80	14	M10
XZ17B	70	80	80	16	M12
XZ17C	70	80	100	18	M16×1.5
XZ17D	70	80	100	18	M20×1.5

表 3.6-16 XL 风冷螺栓型材类散热器 (图 3.6-28) 尺寸

型 号	外形尺寸				
	D	H	L	h	d
XL17	80	90	—	—	无此螺孔
XL17A	80	90	70	16	M12
XL17B	80	90	70	18	M16×1.5
XL17C	80	90	70	18	M20×1.5
XL18	100	120	—	—	无此螺孔
XL18A	100	120	100	18	M16×1.5
XL18B	100	120	100	18	M20×1.5
XL18C	100	120	100	22	M24×1.5
XL19	125	135	—	—	无此螺孔
XL19A	125	135	125	18	M20×1.5
XL19B	125	135	125	22	M24×1.5
XL19C	125	135	125	24	M30×1.5
XL20	150	160	—	—	无此螺孔
XL20A	150	160	150	22	M24×1.5
XL20B	150	160	150	24	M30×1.5

4.5.2.4 铸造类风冷平板形散热器

铸造类风冷平板形散热器 (SF) 包括的规格型号见表 3.6-17。

表 3.6-17 铸造类风冷平板形散热器包括的规格型号

系列名称	产品规格型号									
SF	SF11	SF12	SF13	SF14	SF15	SF16	SF17	SF17A	SF18	SF18A

SF 系列散热器的外型结构如图 3.6-29 和图 3.6-30 所示, 其尺寸见表 3.6-18, 其主要性能参数见表 3.6-19。

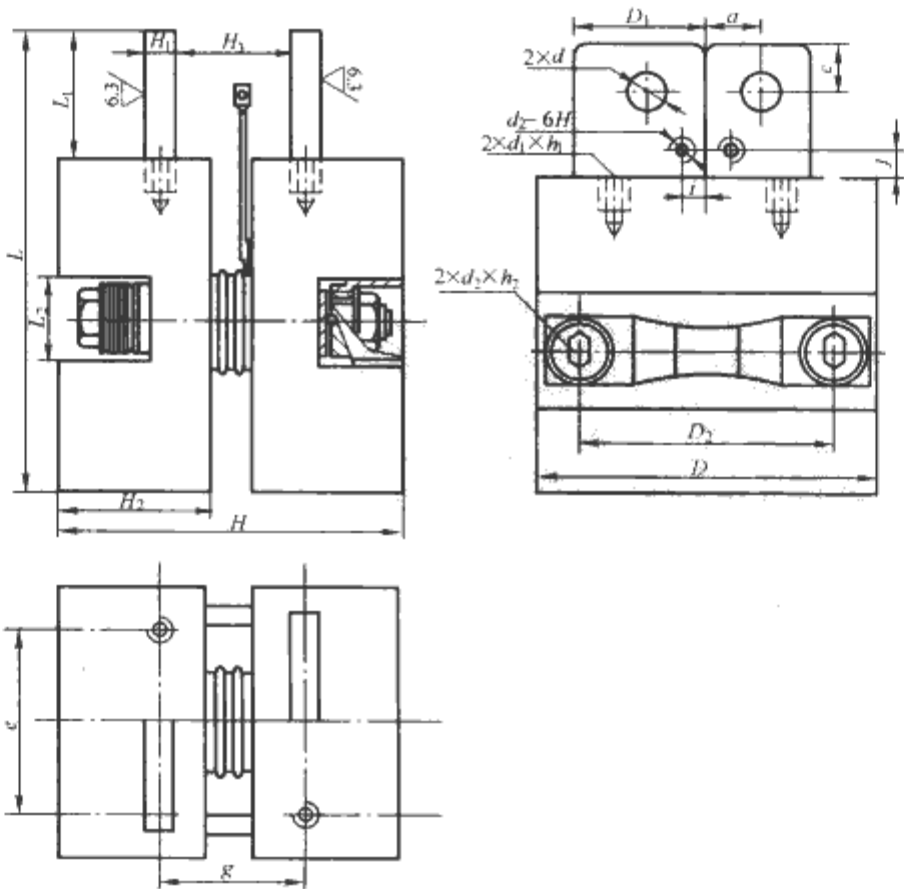


图 3.6-29 SF 系列 (SF11、SF12、SF13) 散热器

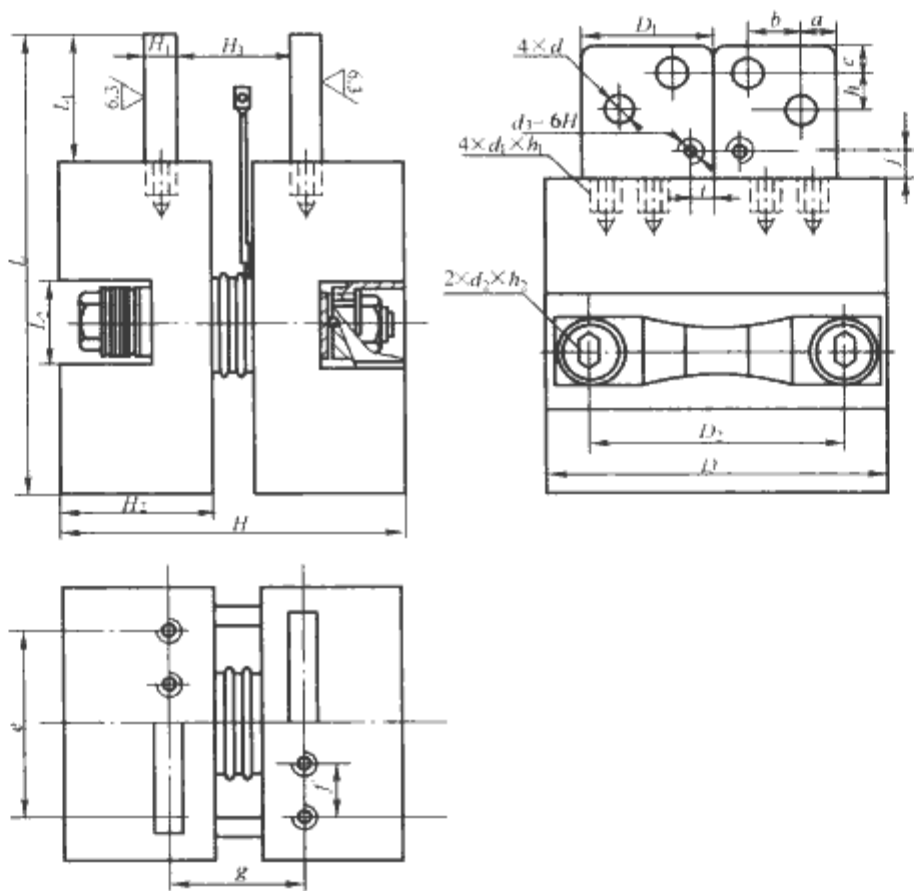


图 3.6-30 SF 系列 (SF14、SF15、SF16、SF17、SF17A、SF18、SF18A) 散热器

表 3.6-18 SF 系列风冷平板形散热器 (图 3.6-29 和图 3.6-30) 尺寸 mm

品种规格	外形尺寸			导电排尺寸			安装尺寸					
	L	D	H	L ₁	D ₁	H ₁	L ₂	D ₂	H ₂	H ₃	d	
SF11	170	110	125	60	40	8	33	80	55	22	2 孔 13	
SF12	200	110	125	60	40	8	33	80	55	22	2 孔 13	
SF13	220	120	130	60	40	8	33	90	58	45	2 孔 13	
SF14	250	140	145	80	50	10	38	105	65	45	4 孔 11	
SF15	280	140	165	80	60	12	38	105	75	50	4 孔 13	
SF16	280	180	200	80	60	12	34	130	82	66	4 孔 13	
SF17	300	200	215	80	60	12	40	140	100	73	4 孔 13	
SF17A	300	200	225	80	60	12	40	140	100	82	4 孔 13	
SF18	390	240	225	90	70	13	45	150	100	72	4 孔 13	
SF18A	390	240	225	90	70	13	45	185	100	72	4 孔 13	

品种规格	安 装 尺 寸											
	d ₁ ×h ₁	d ₂ ×h ₂	a	b	c	e	f	g	i	j	h	d ₃
SF11	2 螺孔 M6-6H-20	M10×120	20	—	20	55	—	30	6	20	—	M3
SF12	2 螺孔 M6-6H-20	M10×120	20	—	20	55	—	30	6	20	—	M3
SF13	2 螺孔 M6-6H-20	M10×120	20	—	20	64	—	53	6	20	—	M3
SF14	4 螺孔 M6-6H-20	M12×140	12.5	25	12.5	40	35	55	8	20	25	M3
SF15	4 螺孔 M8-6H-20	M12×150	17.5	25	15	40	35	62	8	20	25	M3
SF16	4 螺孔 M6-6H-20	M12×180	17.5	25	15	30	40	78	8	20	25	M3
SF17	4 螺孔 M6-6H-20	M12×180	17.5	25	15	40	40	85	8	20	25	M3
SF17A	4 螺孔 M6-6H-20	M12×190	17.5	25	15	40	40	94	8	20	25	M3
SF18	4 螺孔 M6-6H-20	M16×210	22.5	25	20	80	50	85	8	20	25	M3
SF18A	4 螺孔 M6-6H-20	M16×210	22.5	25	20	80	50	85	8	20	25	M3

SF 系列散热器尺寸 D 、 H 、 H_3 、 g 的允差 (mm) 分别为 $+2/-1$ 、 $+5$ 、 $+4/-1$ 、 $+5/-2$ 。

表 3.6-19 SF 系列风冷平板散热器主要性能参数

散热器 规格型号	热阻 R_{sa} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	流阻 ΔP (Pa)	散热体质量 M (kg)	可安装器件 最大直径 D_{max} (mm)
SF11	≤ 0.120	≤ 40	2.0	66
SF12	≤ 0.090	≤ 45	2.6	66
SF13	≤ 0.071	≤ 55	3.5	76
SF14	≤ 0.056	≤ 60	4.9	90
SF15	≤ 0.048	≤ 65	6.0	90
SF16	≤ 0.037	≤ 70	10	110
SF17	≤ 0.030	≤ 75	12	110
SF17A	≤ 0.030	≤ 75	12	110
SF18	≤ 0.025	≤ 85	14	125
SF18A	≤ 0.025	≤ 85	14	155

4.5.2.5 型材风冷平板形散热器

型材风冷平板形散热器 (XF) 规格型号见表 3.6-20。

表 3.6-20 XF 型材风冷平板形散热器规格型号

系列名称	产品规格型号					
XF	XF12A	XF12B	XF15A	XF15B	XF16A	XF16B

型材类风冷平板形散热器的外形结构如图 3.6-31 所示，其尺寸见表 3.6-21。

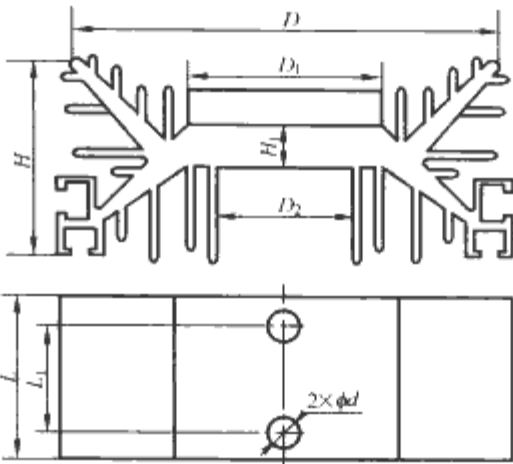


图 3.6-31 XF 系列散热器

表 3.6-21 XF 系列型材散热体尺寸 mm

品种规格	外形尺寸							
	D	H	L	L_1	D_1	D_2	H_1	d
XF12A	130	60	110	80	60	32	18	15.5
XF12B	130	60	140	90	60	32	18	15.5
XF15A	200	75	140	105	70	36	22	17.5
XF15B	200	75	180	130	70	36	22	17.5
XF16A	210	120	160	130	80	36	22	17.5
XF16B	210	120	200	150	80	36	22	17.5

4.5.2.6 铸造类水冷平板散热器

铸造类水冷平板散热器 (SS) 规格型号见表 3.6-22。

表 3.6-22 SS 系列散热器规格型号

系列名称	产品规格型号					
SS	SS11	SS12	SS13	SS14	SS15	SS16

SS 系列散热器外形结构除导电排外，其余部分都是一致的。导电排分为单孔、双孔、四孔，如图 3.6-32~图 3.6-34 所示，其尺寸见表 3.6-23，其主要性能参数见表 3.6-24。

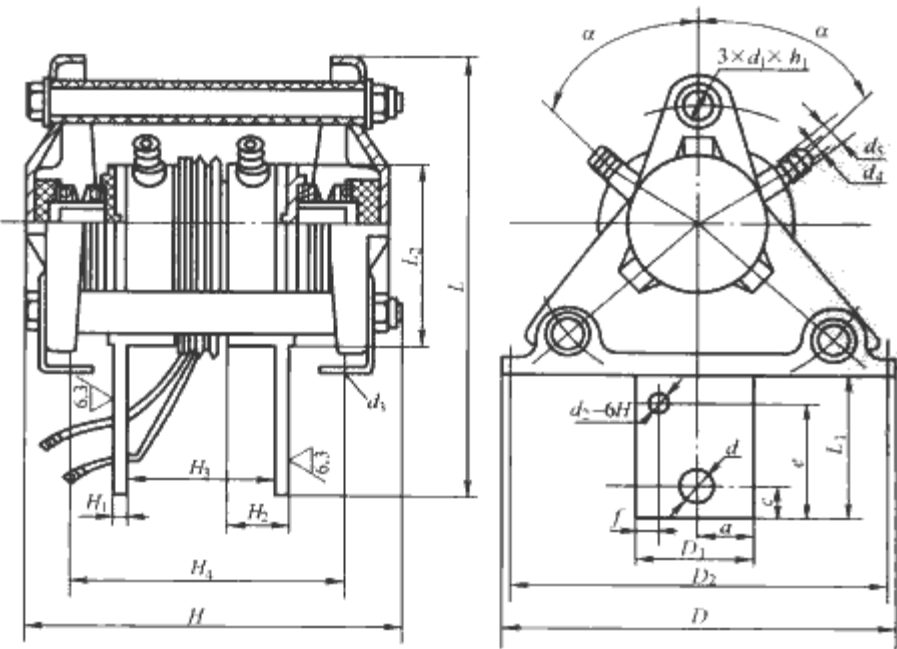


图 3.6-32 SS11、SS12 散热器

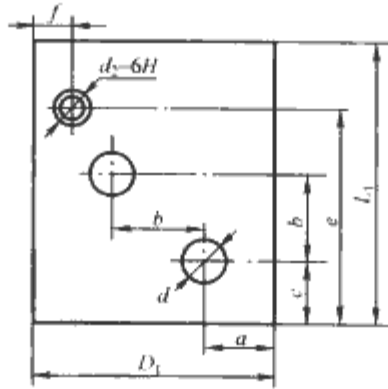


图 3.6-33 SS13、SS14 的导电排

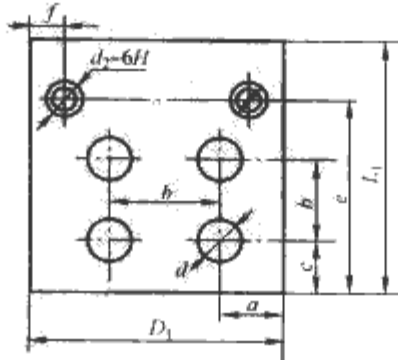


图 3.6-34 SS15、SS16 的导电排

表 3.6-23 SS 系列散热器 (图 3.6-32~图 3.6-34) 尺寸 mm

品种规格	外形尺寸			散热体尺寸					安装尺寸				
	L	D	H	L_1	H_1	D_1	L_2	H_2	D_2	H_3	H_4	d	$d_1 \times h_1$
SS11	140	135	145	53	4	30	$\phi 45$	23	112	64	105	2 孔 9	M8×140
SS12	190	160	150	78	5	40	$\phi 55$	24	140	64	105	2 孔 9	M12×145
SS13	190	160	150	78	6	50	$\phi 68$	25	140	64	105	4 孔 13	M12×145
SS14	220	195	190	85	6	55	$\phi 84$	25	165	74	130	4 孔 13	M12×170
SS15	265	260	240	77	8	80	$\phi 100$	35	220	80	150	8 孔 13	M16×230
SS16	275	260	260	87	10	90	$\phi 110$	37	220	90	180	8 孔 13	M16×250

品种规格	安 装 尺 寸									
	d_2	d_3	d_4	d_5	a	b	c	e	f	α
SS11	M3	2 长孔 10×14	9	13	—	—	20	35	6	45°
SS12	M3	2 长孔 12×15	9	13	—	—	20	60	6	45°
SS13	M3	2 长孔 12×15	9	13	15	20	15	60	8	45°
SS14	M3	2 长孔 12×20	9	13	17.5	20	20	65	10	45°
SS15	M5	2 长孔 11×20	12	18	20	40	20	85	10	45°
SS16	M5	2 长孔 11×20	12	18	25	40	20	85	10	45°

注 L 、 L_1 、 L_2 、 D_2 、 H 、 H_3 、 H_4 、 α 的允差分别为 0/-3、+2/-2、0/-2、+0.5/-0.5、+5/0、+3/-3、+3/-3、+3°/-3°。

表 3.6-24 SS 系列散热器主要性能参数

散热器 品种规格	热阻 R_{sa} (°C/W)	散热体质量 m (kg)	可安装器件最大直径 D_{max} (mm)
SS11	≤0.026	0.7	76
SS12	≤0.018	1.1	76
SS13	≤0.015	1.6	110
SS14	≤0.013	2.2	110
SS15	≤0.011	5.0	160
SS16	≤0.010	5.5	160

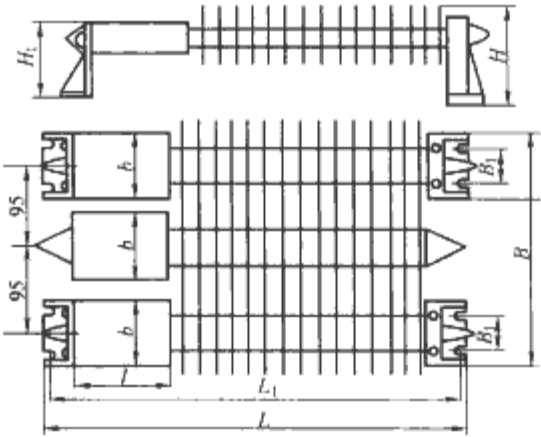


图 3.6-36 RM 系列 (RM03A、RK03A) 散热器

表 3.6-26 RM 系列散热器 (图 3.6-35、3.6-36) 尺寸 mm

品种规格	外形尺寸			安装尺寸				
	L	B	H	L_1	B_1	H_1	l	b
RM01A	305	100	125	280	65	82	105	94
RM01B	385	100	125	360	65	82	105	94
RM02A	560	180	150	540	75	82	120	115
RM02B	720	180	150	700	75	82	120	115
RM03A	655	284	125	630	65	82	95	94

4.5.2.7 自冷模块热管散热器

自冷模块热管散热器 (RM) 的规格型号见表 3.6-25。

表 3.6-25 RM 系列散热器的规格型号

系列名称	品种规格型号				
RM	RM01A	RM01B	RM02A	RM02B	RM03A

RM 系列散热器外形结构如图 3.6-35 和图 3.6-36 所示, 其尺寸见表 3.6-26, 其主要性能参数见表 3.6-27。

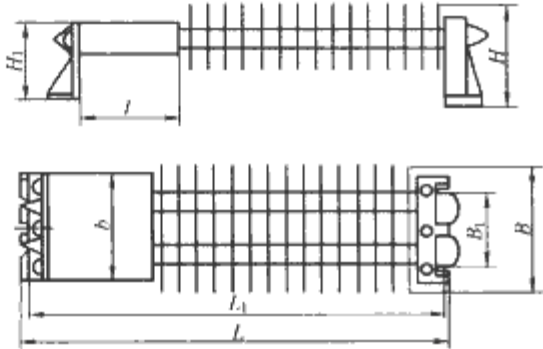


图 3.6-35 RM 系列 (RM01A、RM01B、RM02A、RM02B) 散热器

表 3.6-27 RM 系列散热器主要性能参数

散热器 规格型号	热阻 R_{sa} (°C/W)	质量 m (kg)	可安装模块的台面面积 $l \times b$ (mm×mm)
RM01A	0.5	1.7	105×94
RM01B	0.35	2.0	105×94
RM02A	0.14	5.0	120×115
RM02B	0.11	6.2	120×115
RM03A	0.075	9.2	3×95×94

4.5.2.8 风冷模块热管散热器

风冷模块热管散热器 (RK) 规格型号见表 3.6-28。

表 3.6-28 RK 系列散热器规格型号

系列名称	规格型号			
RK	RK02A	RK02B	RK02C	RK03A

表 3.6-28 中的 4 个规格型号中, RK02A、RK02B 和 RK02C 的外形结构基本相同, 如图 3.6-37 所示。RK03A 的外形结构如图 3.6-36 所示。散热器尺寸见表 3.6-29, 其主要性能参数见表 3.6-30。

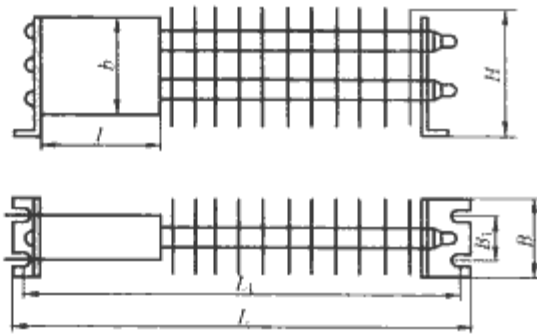


图 3.6-37 RK 系列 (RK02A、RK02B、RK02C) 散热器

表 3.6-29 RK 系列散热器 (图 3.6-36 和图 3.6-37) 尺寸 mm

规格型号	外形尺寸			安装尺寸				
	L	B	H	L ₁	B ₁	H ₁	l	b
RK02A	325	100	140	310	50	—	140	115
RK02B	375	100	140	360	50	—	150	115
RK02C	475	100	140	460	50	—	170	115
RK03A	355	284	120	332	65	82	115	94

表 3.6-30 RK 散热器主要性能参数

散热器规格型号	热阻 R _{sa} (°C/W)	流阻 ΔP (Pa)	质量 m (kg)	可安装模块的台面面积 l×b (mm×mm)
RK02A	0.10	40	2.8	140×115
RK02B	0.085	40	3.1	150×115
RK02C	0.070	40	4.2	170×115
RK03A	0.060	60	6.8	3×115×94

表 3.6-32 RF 系列散热器 (图 3.6-38 和图 3.6-39) 尺寸 mm

规格型号	外形尺寸			导电排尺寸			安装尺寸				
	L	B	H	L ₁	B ₁	H ₁	L ₂	B ₂	H ₂	H ₃	d
RF12	200	110	125	60	40	8	33	80	15	22	2 孔 13
RF15	280	140	165	80	60	12	38	105	15	50	4 孔 13
RF16	280	180	200	80	60	12	34	130	15	66	4 孔 13
RF17	300	200	215	80	60	12	38	140	15	73	4 孔 13
RF17A	300	200	225	80	60	12	38	140	25	83	4 孔 13
RF17B	300	200	185	80	60	12	38	140	15	73	4 孔 13
RF18	480	206	215	100	90	16	—	130	15	42	8 孔 13
RF18A	480	206	225	100	90	16	—	130	25	52	8 孔 13

规格型号	安 装 尺 寸									
	d ₁ ×h ₁	d ₂ ×h ₂	a	b	c	e	g	i	j	d ₃
RF12	2 螺孔 M6-6H-20	M10×120	20	—	20	55	30	6	20	M3
RF15	2 螺孔 M8-6H-20	M12×140	17.5	25	15	110	62	8	20	M3

4.5.2.9 风冷平板热管散热器

风冷平板热管散热器 (RF) 规格型号见表 3.6-31。

表 3.6-31 RF 系列散热器规格型号

系列名称	规格型号							
RF	RF12	RF15	RF16	RF17	RF17A	RF17B	RF18	RF18A

RF 散热器外形结构如图 3.6-38 和图 3.6-39 所示, 其尺寸见表 3.6-32, 其主要性能参数见表 3.6-33。

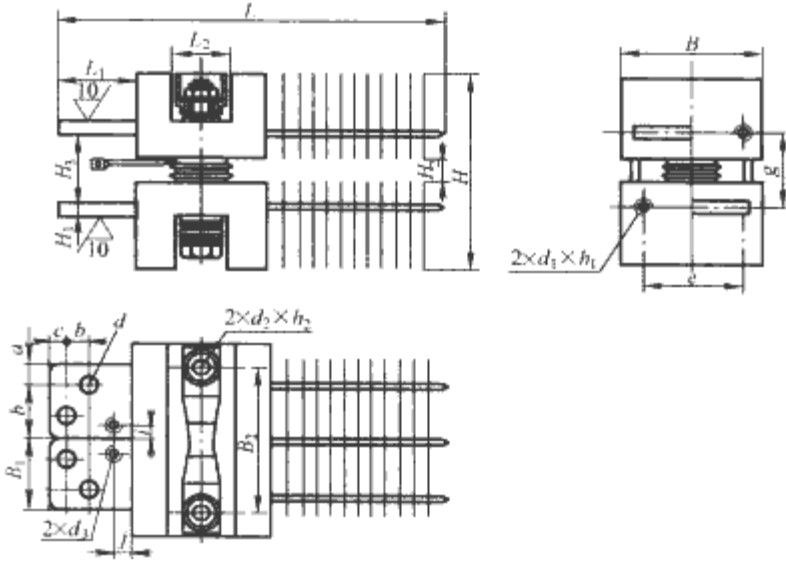


图 3.6-38 RF 系列 (RF12、RF15、RF16、RF17、RF17A、RF17B) 散热器

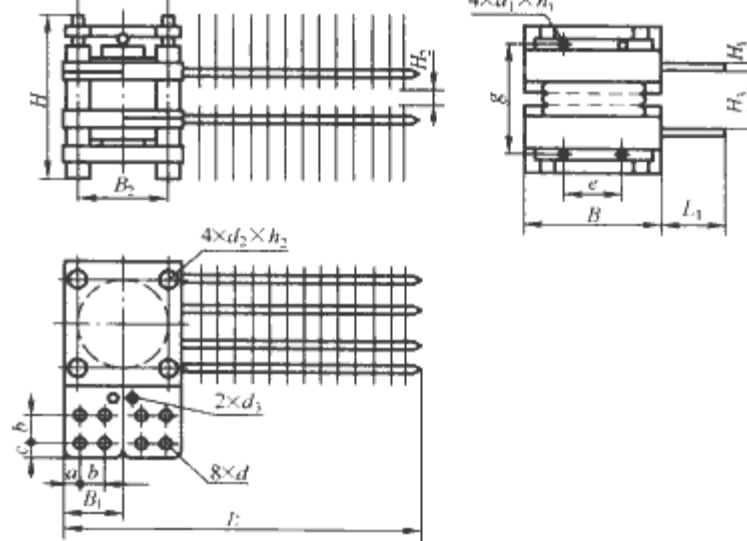


图 3.6-39 RF 系列 (RF18、RF18A) 散热器

续表

规格型号	安 装 尺 寸									
	$d_1 \times h_1$	$d_2 \times h_2$	a	b	c	e	g	i	j	d_3
RF16	2 螺孔 M8-6H-20	M12×150	17.5	25	15		78	8	20	M3
RF17	2 螺孔 M8-6H-20	M12×150	17.5	25	15	120	85	8	20	M3
RF17A	2 螺孔 M8-6H-20	M12×160	17.5	25	15	120	95	8	20	M3
RF17B	2 螺孔 M8-6H-20	M12×150	17.5	25	15	120	85	8	20	M3
RF18	4 螺孔 M8-6H-25	M12×190	25	40	20	80	132	10	20	M3
RF18A	4 螺孔 M8-6H-25	M12×190	25	40	20	80	142	10	20	M3

注 B、H、H₂、H₃、g 的允差 (mm) 分别为+2/−1、+5/0、+3/−1、+4/−1、+5/−2。

表 3.6-33 RF 散热器主要性能参数

散热器 规格型号	热阻 R_{sa} (℃/W)	流阻 ΔP (Pa)	质量 m (kg)	可安装器件最大直径 D_{max} (mm)
RF12	≤0.09	65	1.5	60
RF15	≤0.048	75	3.2	80
RF16	≤0.037	75	6.0	100
RF17	≤0.030	75	7.0	120
RF17A	≤0.030	75	7.0	120
RF17B	≤0.034	75	6.5	110
RF18	≤0.020	100	10.0	155
RF18A	≤0.020	100	10.0	155

参 考 文 献

- [1] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. IGBT 和 IPM 及其应用电路. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [2] 林渭勋. 电力电子技术基础. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [3] 应建平, 林渭勋, 黄敏超. 电力电子技术基础. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [4] 王兆安, 张明勋. 电力电子设备设计及应用手册. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [5] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 第4版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [6] 李宏. 高性能全数字化晶闸管触发器 KC168 的研制及其应用. 电气传动, 2000(1).
- [7] 李宏. TC787/TC788 晶闸管触发器. 电气自动化, 1995(5).
- [8] T. Undeland, etc. ASnubber Configuration for Both Power Transistor and GTO PWM Inverters, IEEE PESC'84; 42-53.
- [9] W. McMurray. Efficient Snubber Configuration for Voltage Souce GTO Inverters, IEEE PESC '85; 20-27.
- [10] 林渭勋. 现代电力电子技术基础. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [11] 张立, 赵永健. 现代电力电子技术器件、电路及应用. 北京: 科学出版社, 1992.
- [12] Jiann-Fuh Chen, etc. The techniques of the serial and paralleled IGBTs, IEEE IECON 1996; 999-1004.
- [13] Baek, j. w., etc. High voltage switch using series-connected IGBTs with simple auxiliary circuit, IEEE IA Vol. 37 No. 6, 2001; 1832-1839.
- [14] Ruchira Withanage, etc. Series connection of insulated gate bipolar transistors(IGBTs), EPE 2005; 1-10.
- [15] Parick Hofer, etc. Paralleling intelligent power modules with active gate-controlled balancing, IEEE PESC'96; 1312-1316.
- [16] 秦贤满. 电力半导体器件标准应用指南. 北京: 中国标准出版社, 2000.
- [17] 秦贤满. 电力电子基础标准及编制说明汇编. 北京: 中国标准出版社, 2002.
- [18] 陈治明. 电力电子器件基础. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [19] [捷克]维捷斯拉夫·本达, [英]约翰·戈沃, [英]邓肯 A·格兰特. 功率半导体器件——理论及应用. 吴郁, 张万荣, 刘兴明, 译. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [20] 杨世铭. 传热学. 北京: 高等教育出版社, 1987.
- [21] 李宏. 电力电子设备用器件与集成电路应用指南(第四册). 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [22] 聂代祚. 电力半导体器件. 北京: 电子工业出版社, 1994.

第4篇 基本电力电子电路

主编单位：浙江大学

主 编：马 皓 邓 焰

编写人员：马 皓（浙江大学）

邓 焰（浙江大学）

第1章 概述

电能形式有直流电能和交流电能,电力电子电路是实现电能变换的电路,可以分为直一直变换电路、交一直变换电路(整流电路)、直一交变换电路(逆变电路)、交—交变换电路。

直一直变换电路能将一组电参数的直流电能变换为另一组电参数的直流电能。直一直变换电路能完成以下功能:直流幅值变换、直流极性变换、直流阻抗变换和有源滤波。为了提高效率,现代直一直变换普遍采用开关变换技术。用开关变换技术构成的直一直变换电路也被称为开关变流器或者开关电源。

在直一直变流器许多的实际应用场合,为了安全可靠,要求直流输入和直流输出之间实现电气隔离。一般情况下是采用变压器隔离,因为高频变压器的体积小,质量轻,效率高,而且他们的匝比可以用来调节输出电压的大小。

主要有两种脉冲调制方法实现输出电压控制:脉冲宽度调制(PWM)方法和脉冲频率调制(PFM)方法。所谓脉冲宽度调制的方法是一种在整个工作过程中,开关频率不变,而开关接通的时间按照要求变化的方法。所谓脉冲频率调制的方法是一种在整个工作过程中,开关接通的时间不变,而开关频率按照要求变化的方法。用这两种方法,都可以改变开

关接通的占空比,从而改变输入和输出之间的关系。

整流电路一般指将交流电能转换为直流电能的电路。按照电路中变流器件开关频率的高低,所有半导体变流电路可以分为低频和高频两大类。对于整流电路,前者是指传统相控式整流电路,而后者是指 PWM 斩控式整流电路,是 PWM 控制技术在整流领域的延伸。

直—交变换,又称为逆变,能够将直流电能转换为交流电能,使得直流电源向交流负载提供能量,适应生产生活中不同场合的需求。

交—交变换,将一种形式的交流电转变为另一种形式的交流电,这种变换狭义上讲是正弦波幅值、相位、频率上的变化,广义看甚至可以是交流电波形、相数的变化。交—交变换有多种分类方式,从结构上可分为间接和直接两类,从控制上可分为相控与 PWM 高频斩波控制等。将交一直、直—交变换直接级联组合即可实现交—交变换,在工程实践上,这也是一种常见方式,即交一直—交的间接交—交变换;直接交—交变换则可能是采用晶闸管进行相控调压或者变频,也可能是用全控器件组成双向功率开关,进行拓扑较复杂的所谓矩阵变换。

第2章 直一直变换电路

1 直流降压变换电路(Buck 电路)

1.1 基本电路

Buck 电路如图 4.2-1 所示, 因为其输出电压平均值 U_o 总是不大于输入电压 U_d , 所以它是一种降压式开关变流器。它包括直流输入电压源 U_d 、开关管 VI、二极管 VD、滤波电感 L 、滤波电容 C 和负载电阻 R 。

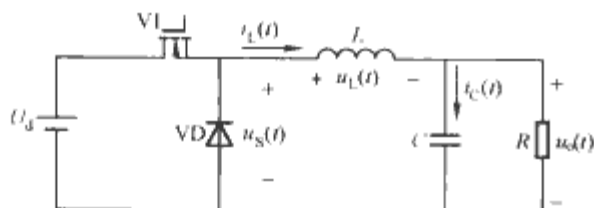


图 4.2-1 Buck 电路

当开关管 VI 导通时, 二极管 VD 被反向偏置、截止, 流过电感的电流 $i_L(t)$ 在输入电压 U_d 和输出电压 $u_o(t)$ 的压差作用下逐渐增加, 电感 L 储存能量; 当开关管 VI 截止时, 二极管 VD 在电感电压 $u_L(t)$ 和输出电压 $u_o(t)$ 的作用下正向导通, 流过电感电流, 续流, 电感中储存的能量提供、补充输出能量, 电感电流逐渐减小。当下一个开关周期的开关管 VI 导通时, 电感电流 i_L 仍未下降至零, 则其工作模式为电感电流连续导通模式。当下一个开关周期的开关管 VI 导通以前, 电感电流 i_L 已经下降至零, 二极管 VD 截止, 则其工作模式为电感电流断续导通模式。

1.2 电感电流连续导通模式(CCM)

电感电流不会减小到零的变流器状态称为连续导通模式(CCM)。Buck 电路连续导通模式的典型波形如图 4.2-2 所示。

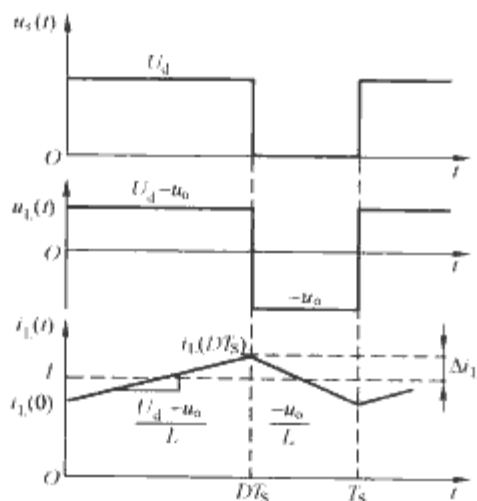


图 4.2-2 Buck 电路连续导通模式的典型波形

连续导通模式下, 输出直流电压 U_o 与输入直流电压 U_d 的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = D \quad (4.2-1)$$

式中: D 为占空比, 表示在一个开关周期 T_s 中开关接通时间 T_{on} 所占的比例, 即

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (4.2-2)$$

输出电压 u_o 纹波的峰—峰值为

$$\Delta u_o = \frac{U_o}{8LC} (1-D) T_s^2 \quad (4.2-3)$$

把输出电压纹波表示成百分比的形式为

$$\frac{\Delta u_o}{U_o} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (4.2-4)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.2-5)$$

式中: f_s 为开关管的开关频率; f_c 为输出 LC 滤波器的截止频率。

1.3 电感电流断续导通模式(DCM)

如果输出电流的平均值较小(负载电阻大)、开关频率较低或电感值 L 较小等, 变流器可能进入电感电流断续导通模式(DCM)。在断续导通模式下, 电感电流在开关周期的某部分时间内等于零。Buck 电路断续导通模式的典型波形如图 4.2-3 所示。

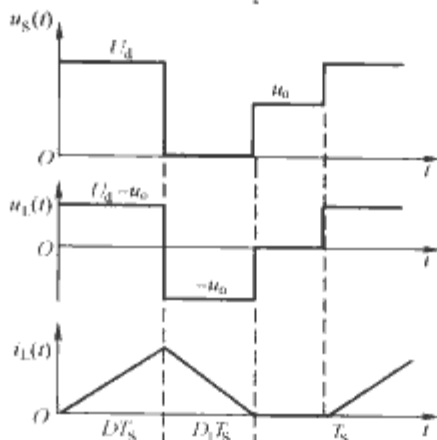


图 4.2-3 Buck 电路断续导通模式的典型波形

断续导通模式下, 输出直流电压 U_o 与输入直流电压 U_d 的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{D}{D + D_1} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} \quad (4.2-6)$$

式中: K 为变流器工作于不连续导通模式的趋势的量度, $K = 2L/(RT_s)$ 。

对于 Buck 电路, 决定连续导通模式和断续导通模式边界的滤波电感的数值为

$$L_b = \frac{1-D}{2} RT_s \quad (4.2-7)$$

2 直流升压式变换电路(Boost 电路)

2.1 基本电路

Boost 电路如图 4.2-4 所示, 因为其输出电压平均值 U_o 总是不小于输入电压 U_d , 所以它是一种升压式开关变流器。它包括直流输入电压源 U_d 、Boost 电感 L 、开关管 VI、二极管 VD、滤波电容 C 和负载电阻 R 。

当开关管 VI 导通时, 流过电感 L 的电流在输入电压 U_d 的

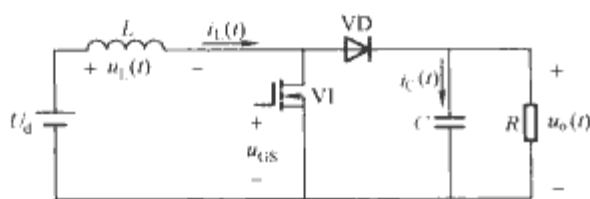


图 4.2-4 Boost 电路

作用下逐渐增加,能量被储存在电感 \$L\$ 里,二极管 \$VD\$ 被反向偏置、截止;当开关管 \$V_1\$ 截止时,二极管 \$VD\$ 在电感电压 \$u_L(t)\$、输入电压 \$U_d\$ 和输出电压 \$u_o(t)\$ 的作用下正向导通,流过电感电流 \$i_L(t)\$,续流,储存在电感 \$L\$ 中的能量通过二极管 \$VD\$ 释放到输出电路中,电感电流 \$i_L(t)\$ 逐渐减小。当下一个开关周期的开关管 \$V_1\$ 导通时,电感电流 \$i_L(t)\$ 仍未下降至零,则其工作模式为电感电流连续导通模式。当下一个开关周期的开关管 \$V_1\$ 导通以前,电感电流 \$i_L(t)\$ 已经下降至零,二极管 \$VD\$ 截止,则其工作模式为电感电流断续导通模式。

2.2 电感电流连续导通模式(CCM)

Boost 电路在电感电流连续导通模式下的典型波形如图 4.2-5 所示。

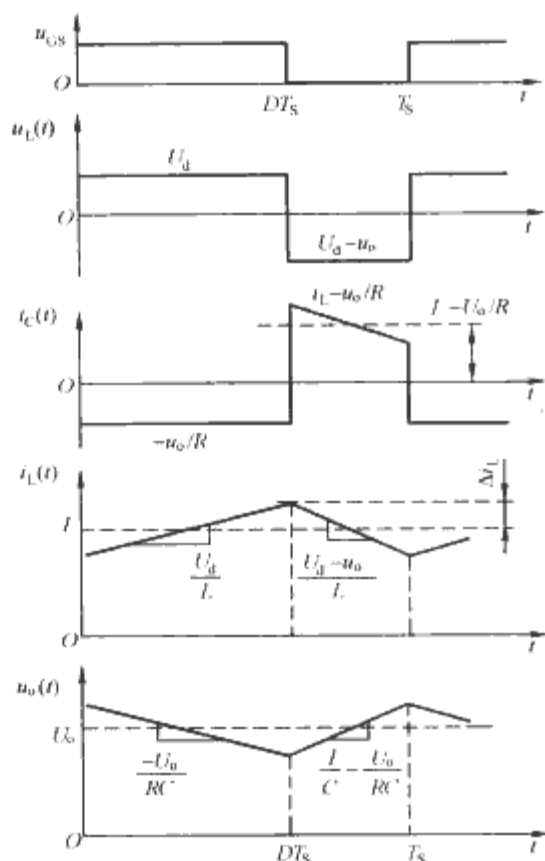


图 4.2-5 Boost 电路连续导通模式的典型波形

连续导通模式下,输出直流电压 \$U_o\$ 与输入直流电压 \$U_d\$ 的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{1}{1-D} \quad (4.2-8)$$

Boost 电路输出电压纹波的峰—峰值为

$$\Delta u_o = \frac{U_o D T_s}{RC} \quad (4.2-9)$$

输出电压纹波百分比形式为

$$\frac{\Delta u_o}{U_o} = \frac{D T_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (4.2-10)$$

$$\tau = RC \quad (4.2-11)$$

式中: \$\tau\$ 为输出滤波器 \$RC\$ 的时间常数。

2.3 电感电流断续导通模式(DCM)

Boost 电路电感电流断续导通模式的典型波形如图 4.2-6

所示。

断续导通模式下,输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{D+D_1}{D_1} = \frac{1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K}}}{2} \quad (4.2-12)$$

对于 Boost 电路,决定连续导通模式和断续导通模式边界的 Boost 电感的数值为

$$L_b = \frac{(1-D)^2 D}{2} R T_s \quad (4.2-13)$$

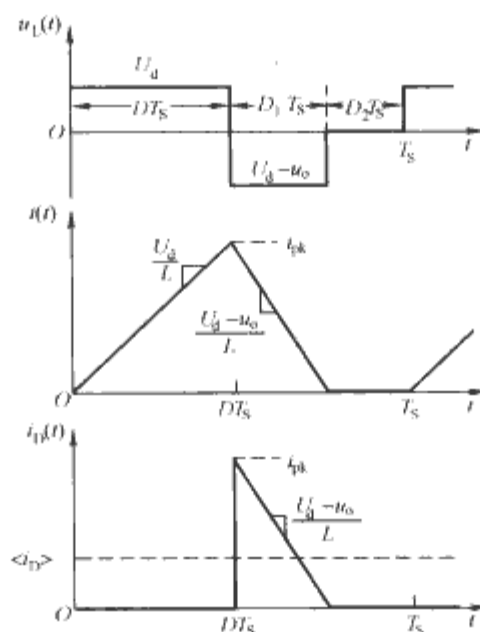


图 4.2-6 Boost 电路断续导通模式的典型波形

3 升降压式变换电路(Buck-Boost 电路和 Cuk 电路)

3.1 Buck-Boost 电路

3.1.1 基本电路

Buck-Boost 电路如图 4.2-7 所示,因为其输出电压平均值 \$U_o\$ 可以大于也可以小于输入电压 \$U_d\$,所以它是一种升降压式开关变流器,同时电压极性反向。它包括直流输入电压源 \$U_d\$、开关管 \$V_1\$、电感 \$L\$、二极管 \$VD\$、滤波电容 \$C\$ 和负载电阻 \$R\$。

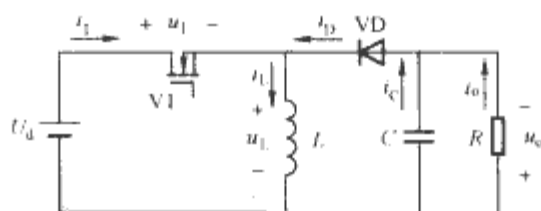


图 4.2-7 Buck-Boost 电路

当开关管 \$V_1\$ 导通时,流过电感 \$L\$ 的电流在输入电压 \$U_d\$ 的作用下逐渐增加,能量被储存在电感里,二极管 \$VD\$ 被反向偏置、截止;当开关管 \$V_1\$ 截止时,二极管 \$VD\$ 在电感电压和输出电压的作用下正向导通,流过电感电流,续流,储存在电感中的能量通过二极管释放到输出电路中,电感电流逐渐减小。当下一个开关周期的开关管 \$V_1\$ 导通时,电感电流 \$i_L(t)\$ 仍未下降至零,则其工作模式为电感电流连续导通模式。当下一个开关周期的开关管 \$V_1\$ 导通以前,电感电流 \$i_L(t)\$ 已经下降至零,二极管 \$VD\$ 截止,则其工作模式为电感电流断续导通模式。

3.1.2 电感电流连续导通模式(CCM)

Buck-Boost 电路在电感电流连续导通模式下的典型波形如图 4.2-8 所示。

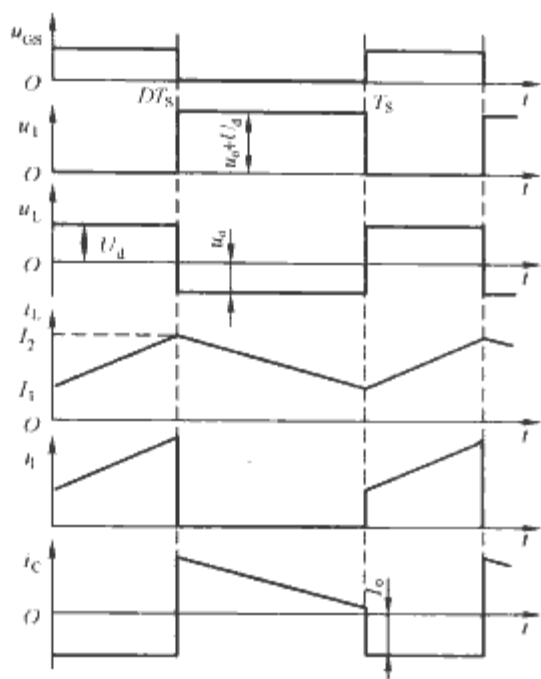


图 4.2-8 Buck-Boost 电路连续导通模式的波形

连续导通模式下, 输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{D}{1-D} \quad (4.2-14)$$

Buck-Boost 电路输出电压纹波的峰—峰值为

$$\Delta u_o = \frac{U_o D T_s}{RC} \quad (4.2-15)$$

输出电压纹波百分比形式为

$$\frac{\Delta u_o}{U_o} = \frac{D T_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (4.2-16)$$

$$\tau = RC \quad (4.2-17)$$

3.1.3 电感电流断续导通模式(DCM)

Buck-Boost 电路电感电流断续导通模式的典型波形如图 4.2-9 所示。

断续导通模式下, 输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{D}{D_1} = \frac{D}{K} \quad (4.2-18)$$

对于 Buck-Boost 变流器, 决定连续导通模式和断续导通模式边界的滤波电感的数值为

$$L_b = \frac{(1-D)^2}{2} R T_s \quad (4.2-19)$$

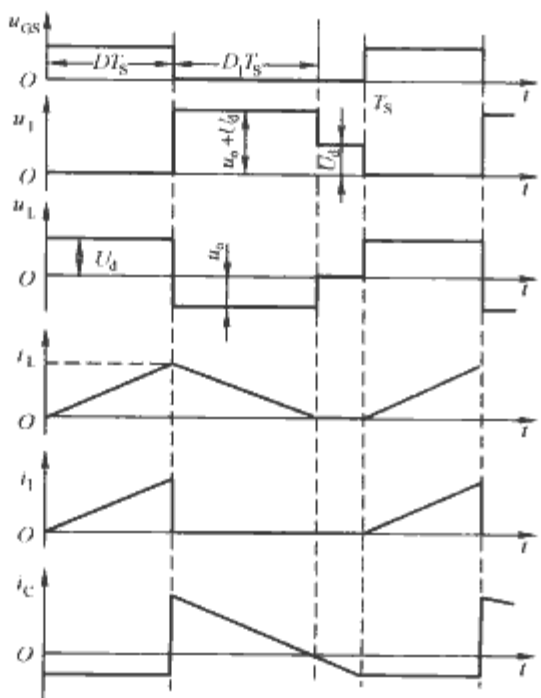


图 4.2-9 Buck-Boost 电路断续导通模式的波形

3.2 Cuk 电路

Cuk 电路如图 4.2-10 所示, 它也是一种升降压式开关变流器, 电压极性反向。它包括直流输入电压源 U_d 、输入电感 L_1 、开关管 VI、能量传递电容 C_1 、二极管 VD、电感 L_2 、滤波电容 C 和负载电阻 R 。与 Buck-Boost 电路相比, Cuk 电路具有输入和输出电流连续、输出电压脉动小和对输入电源影响小等优点; 缺点是电抗性元件多。

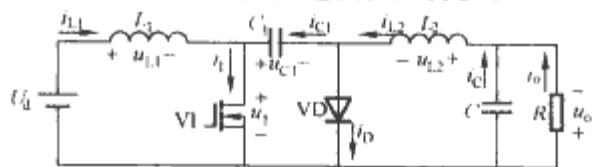


图 4.2-10 Cuk 电路

当开关管 VI 导通时, 电感 L_1 在电源电压 U_d 作用下充电, 电流 i_{L1} 上升; 二极管 VD 在电容 C_1 电压的作用下反向偏置、截止, C_1 通过电感 L_2 的电流放电, 将能量提供给 L_2 、 C 和 R , 电流 i_{L2} 上升。

当开关管 VI 截止时, 二极管 VD 续流导通, 流过 L_1 和 L_2 的合成电流, 同时 L_1 的电流对 C_1 充电, 同时 L_2 放电, 供电给 R 和 C 。电流 i_{L1} 和 i_{L2} 下降。

变流器在连续导通模式下的主要波形如图 4.2-11 所示。

连续导通模式下, 输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{D}{1-D} \quad (4.2-20)$$

电容 C_1 的电压脉动量为

$$\Delta u_{C1} = \frac{U_o D T_s}{RC_1} \quad (4.2-21)$$

电容 C 的电压脉动量为

$$\Delta u_C = \frac{U_o D T_s^2}{8L_2 C} \quad (4.2-22)$$

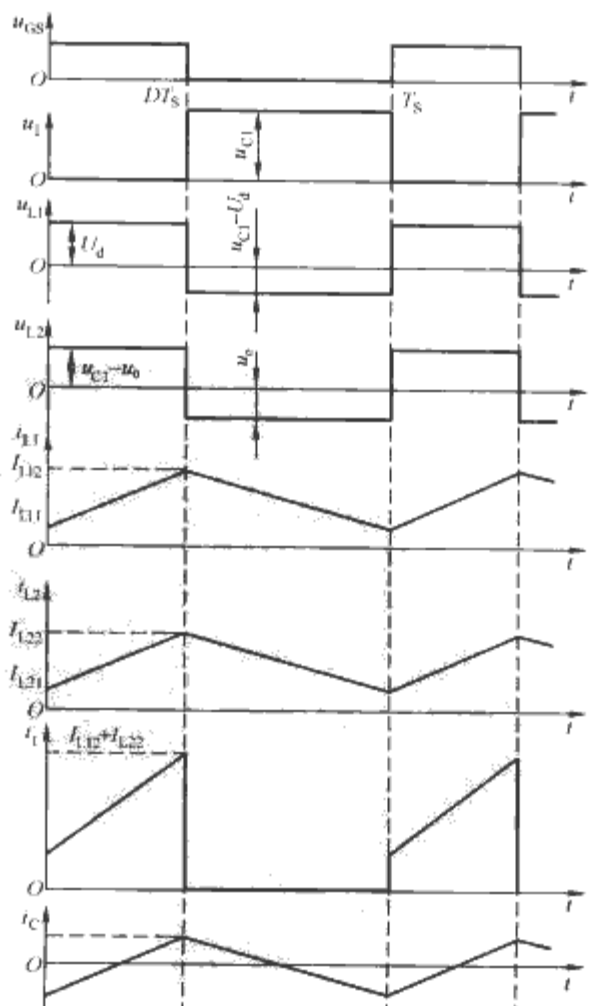


图 4.2-11 Cuk 电路连续导通模式的典型波形

4 升降压式变换电路(Sepic 电路和 Zeta 电路)

4.1 Sepic 电路

Sepic 电路如图 4.2-12 所示。当开关管 VI 导通时, 二极管 VD 在 C_1 和 C_2 电压作用下反向偏置、截止, 输入电源 U_d 经开关管 VI 给电感 L_1 充电, 同时 C_1 经开关管 VI 给 L_2 充电, L_1 和 L_2 储能。当开关管 VI 截止时, U_d 、 L_1 、 C_1 、VD、负载(C_2 和 R)构成回路, U_d 和 L_1 既向负载供电, 同时也给 C_1 充电, 同时 L_2 经过 VD 向负载回路释放能量。

连续导通模式下, Sepic 电路的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{D}{1-D} \quad (4.2-23)$$

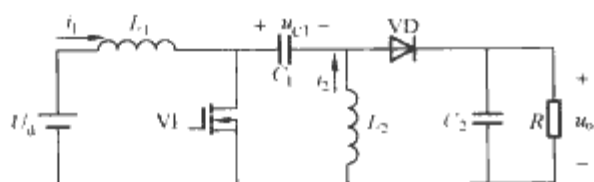


图 4.2-12 Sepic 电路

4.2 Zeta 电路

Zeta 电路如图 4.2-13 所示。当开关管 VI 导通时, 二极管 VD 在输入电源 U_d 和 C_1 电压作用下反向偏置、截止, 输入电源 U_d 经过开关管 VI 给电感 L_1 储能, C_1 经过开关管 VI 放电并与输入电源一起给电感 L_2 充电和给负载(C_2 和 R)供电。当开关管 VI 截止时, L_1 经与 C_1 、VD 构成的回路, 给 C_1 充电, 同时 L_2 上的能量经 VD 转移到负载上。

连续导通模式下, Zeta 电路的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{D}{1-D} \quad (4.2-24)$$

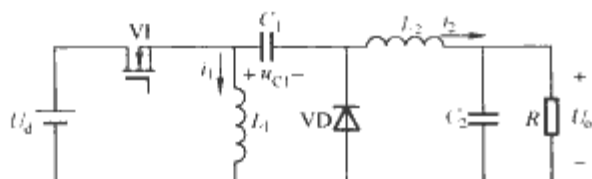


图 4.2-13 Zeta 电路

5 双向直—直变换电路

双向直—直变换电路一种典型构成如图 4.2-14 所示。这种直—直变换电路的能量流向可以采用两个方向, 它具有将在负载上产生的能量馈送给电源的特点。因而在用直流电动机驱动电力机车及电动汽车中安装再生制动器等场合, 采用双向直—直变换电路。能量由电源 U_d 供给负载时, 开关管 VI2 断开, 由开关管 VI1 和二极管 VD2 起着降压变流器(Buck)的作用, 电流 i_L 方向与图 4.2-14 所示一致。由负载侧向电源侧馈送能量时, 开关管 VI1 断开, 由开关管 VI2 和二极管 VD1 起着升压变流器(Boost)的作用, 电流 i_L 方向与图 4.2-14 所示相反。通常保持 $U_o < U_d$ 的关系。

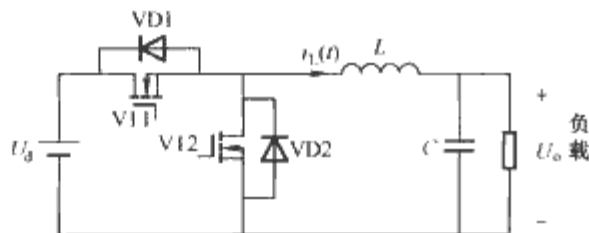
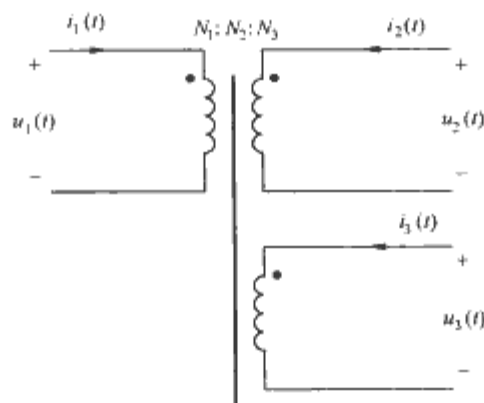


图 4.2-14 双向直—直变换电路

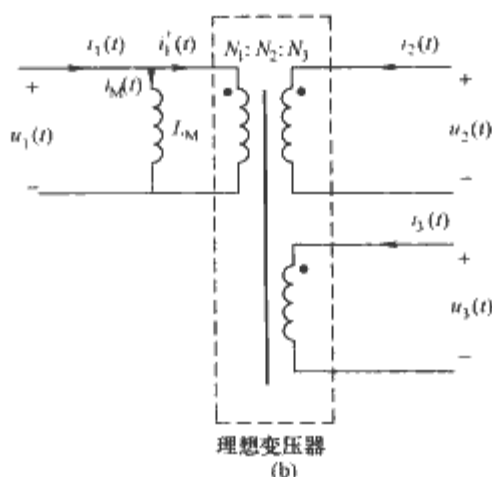
6 隔离型直—直变换电路中的变压器及其等效电路

如图 4.2-15(a) 所示, 变压器有匝比 $N_1 : N_2 : N_3 : \dots$ 。图 4.2-15(b) 是一简化的等效电路, 足以用于大多数变压器隔离的变流器工作的理解。此模型假定绕组之间完全耦合并忽略损耗。理想的变压器的关系

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_1(t)}{N_1} &= \frac{u_2(t)}{N_2} = \frac{u_3(t)}{N_3} = \dots \\ N_1 i_1'(t) + N_2 i_2(t) + N_3 i_3(t) + \dots &= 0 \end{aligned} \right\} (4.2-25)$$



(a)



(b)

图 4.2-15 变压器简化模型

(a)原理符号; (b)包含励磁电感和理想变压器的等效电路

与理想变压器并联的电感 L_M 称为励磁电感, 图 4.2-15(b)中在变压器一次侧。

励磁电流 $i_M(t)$ 与变压器磁心的磁场 $H(t)$ 成比例。变压器磁心材料的物理 $B-H$ 特性见图 4.2-16, 支配励磁电流性能。例如, 如果励磁电流 $i_M(t)$ 太大, 则磁场 $H(t)$ 的增大引起磁心饱和, 励磁电感值变得很小, 使变压器输出短路。

在一较好设计的变压器, 在所想要的工作频率范围中励磁电感的阻抗幅值较大, 从而励磁电流 $i_M(t)$ 比 $i_1(t)$ 的幅

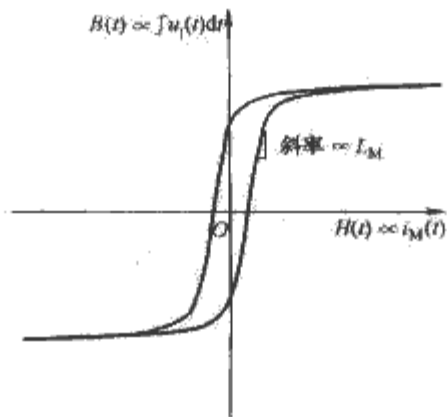


图 4.2-16 变压器磁心的 $B-H$ 特性

值小得多。因此, $i_1'(t) \approx i_1(t)$, 变压器的性能接近于一理想变压器。应该强调, 励磁电流 $i_M(t)$ 和一次侧绕组电流 $i_1'(t)$ 是独立的量。

励磁电感遵循电感所有的一般规则。在图 4.2-15(b) 所示的模型中, 一次电压 $u_1(t)$ 施加在 L_M 上, 其表达式为

$$u_1(t) = L_M \frac{di_M(t)}{dt} \quad (4.2-26)$$

积分得到

$$i_M(t) - i_M(0) = \frac{1}{L_M} \int_0^t u_1(\tau) d\tau \quad (4.2-27)$$

所以励磁电流由施加绕组电压的积分决定。应用电感伏秒平衡原理: 当变流器工作于稳态时, 加在励磁电感上的电压的直流成分必须为零

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u_1(t) dt = 0 \quad (4.2-28)$$

由于励磁电流与施加绕组电压的积分成比例, 因此此电压的直流成分为零是重要的。否则, 在每个开关周期励磁电流会净上升, 最后导致非常大的电流和变压器饱和。

包含变压器的变流器的工作可以用图 4.2-15(b) 所示的模型替换变流器电路中的变压器来理解。然后将励磁电感作为与变流器中的任何其他电感一样对待分析。

实际的变压器包含漏感。绕组中有一小部分磁通未与其他绕组交链, 此现象可以用绕组串联小电感来建模。在大多数隔离变流器中, 漏感是非理想的从而导致开关损耗, 增加了开关管峰值电压和降低了交叉调整率, 但是对变流器的基本工作不影响。

直一直变流器有多种变压器隔离的方式。如: 全桥 (Full-Bridge)、半桥 (Half-Bridge)、正激 (Forward)、推挽 (Push-Pull) 变流器是通常的 Buck 变流器的隔离方案。反激式 (Flyback) 变流器是 Buck-Boost 变流器的隔离方案。

7 正激式变流器

正激式变流器是基于 Buck 变流器的变压器隔离型变流器。

7.1 单管正激式变流器

单管正激式变流器只需要一个开关管, 应用于比全桥和半桥变流器功率水平低的场合, 且其输出电流脉动成分小, 适合于高输出电流的场合。

单管正激式变流器如图 4.2-17 所示, 其波形如图 4.2-18 所示。

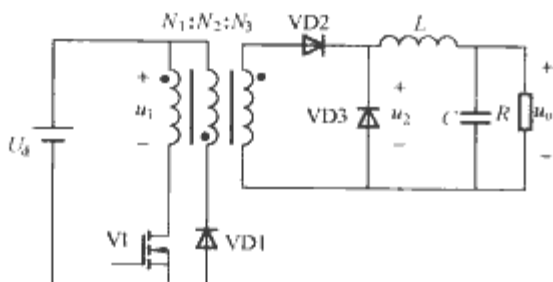


图 4.2-17 单管正激式变流器

当开关管 V1 导通时, 二极管 VD2 导通, 二极管 VD3 截止, 能量通过变压器从输入传到输出; 当开关管 V1 截止时, 二极管 VD2 截止, 二极管 VD3 在滤波电感 L 的电压和输出电压的作用下导通, 流过电感电流, 续流。单管正激式变压器中还有一个带二极管 VD1 的额外绕组, 它的作用是在开关管 V1 截止时, 二极管 VD1 导通, 电源电压作用在 N_2 绕组, 将变压器励磁电感 L_M 的励磁电流 i_M 降低到零,

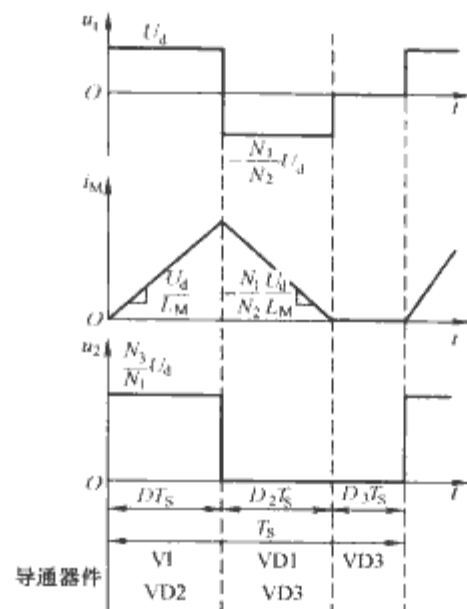


图 4.2-18 单管正激式变流器波形

以防止变压器饱和, 此绕组称为磁复位绕组。当励磁电流 i_M 降低至零后, 二极管 VD1 截止, 此时仅有滤波电感 L 电流通过二极管 VD3 续流, 与电容 C 一起给负载 R 供电。

单管正激式变流器的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{N_3}{N_1} D \quad (4.2-29)$$

式中: N_3/N_1 为变压器二次侧与一次侧的匝数比。

为保证磁复位, 要求占空比

$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{N_2}{N_1}}$$

7.2 双管正激式变流器

双管正激式变流器如图 4.2-19 所示。

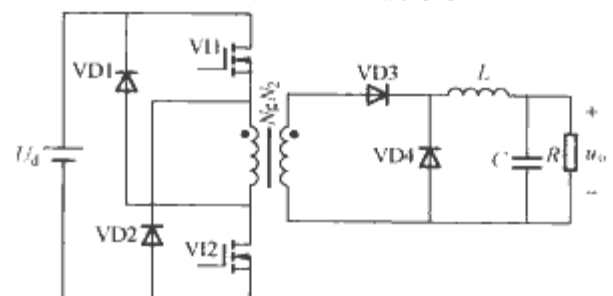


图 4.2-19 双管正激式变流器

开关管 V11、V12 同时导通或同时关断。当开关管 V11、V12 导通时, 二极管 VD1、VD2 反向偏置、截止, 电源电压 U_d 加到变压器一次绕组上, 二次侧二极管 VD3 正向偏置、导通, 二极管 VD4 反向偏置、截止, 能量从一次侧传输到二次侧, 提供给 L 、 C 、 R , 同时变压器励磁电流线性增加; 当开关管 V11、V12 关断时, 在变压器励磁电流作用下, 二极管 VD1、VD2 导通, 为变压器励磁电流续流, 在电源电压作用下励磁电流逐渐减小, 同时二次侧二极管 VD3 截止, 二极管 VD4 续流导通, 电感 L 通过二极管 VD4 释放能量给负载; 当励磁电流减小至零之后, 二极管 VD1、VD2 截止。

双管正激式变流器的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (4.2-30)$$

式中: N_2/N_1 为变压器二次侧与一次侧的匝数比。

为保证磁复位, 占空比限于 $D < 0.5$ 。此变流器的优点

是开关管峰值阻断电压限于 U_d ，由 VD1 和 VD2 钳位。双管正激式变流器的典型功率等级与半桥拓扑相似。

8 推挽隔离 Buck 变流器

推挽隔离 Buck 变流器如图 4.2-20 所示，其波形如图 4.2-21 所示。其二次电路和波形跟全桥和半桥变流器相同，而一次侧包含一个中心抽头绕组。

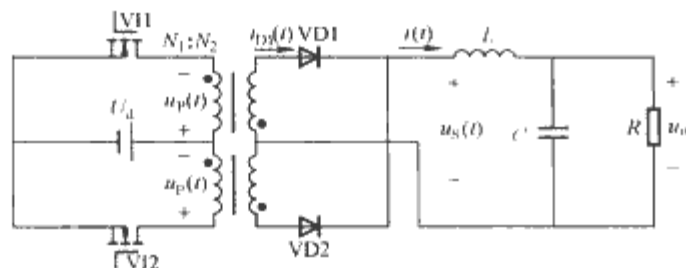


图 4.2-20 推挽隔离 Buck 变流器

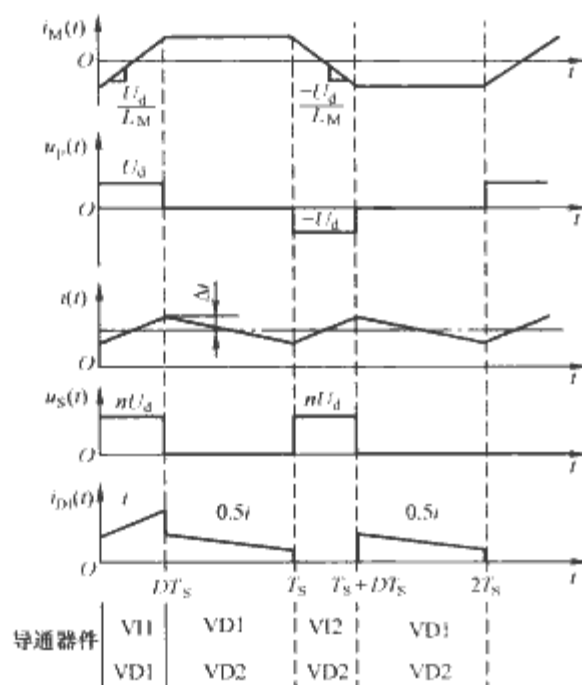


图 4.2-21 隔离推挽 Buck 变流器的波形

为了使变压器一次绕组伏秒平衡，开关管 VI1 和 VI2 必须以相同的占空比工作，但它们的相位差为 180° ，且占空比必须小于 0.5。当开关管 VI1 导通时，二极管 VD1 正偏导通，二极管 VD2 截止；当开关管 VI2 导通时，二极管 VD2 正偏导通，二极管 VD1 截止；当所有的开关管都截止时，二极管 VD1 和 VD2 均正偏导通，每个二极管导通近似一半的输出滤波电感电流。当开关管 VI1 或者 VI2 导通时，励磁电感 L_M 的励磁电流 i_M 在电源电压 U_d 作用下，线性上升或者线性下降。

推挽隔离 Buck 变流器的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (4.2-31)$$

式中： N_2/N_1 为变压器二次侧与一次侧的匝数比。

9 反激式变流器

反激式变流器是一个非常实用的隔离型的 Buck-Boost 变流器，它的电路如图 4.2-22 所示。

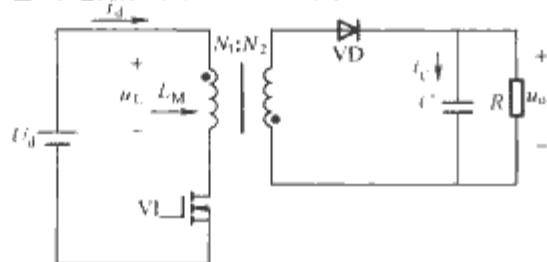


图 4.2-22 反激式变流器

Buck-Boost 变流器的电感被一个反激式变压器替代，构成了反激式变流器。

当开关管 VI 导通时，在电源电压作用下，变压器励磁电感 L_M 中的电流线性增加，将直流电源 U_d 能量储存在变压器的励磁电感中，二极管 VD 反向偏置、截止；当开关管 VI 截止时，二极管 VD 续流导通，励磁电感电压为输出电压的反射电压 $-N_1 u_o / N_2$ ，励磁电感储存的能量传输至负载，励磁电感电流 i_M 线性下降。

当下一个开关周期的开关管 VI 导通时，励磁电感电流 i_M 仍未下降至零，则其工作模式为励磁电感电流连续导通模式，其波形如图 4.2-23 所示。

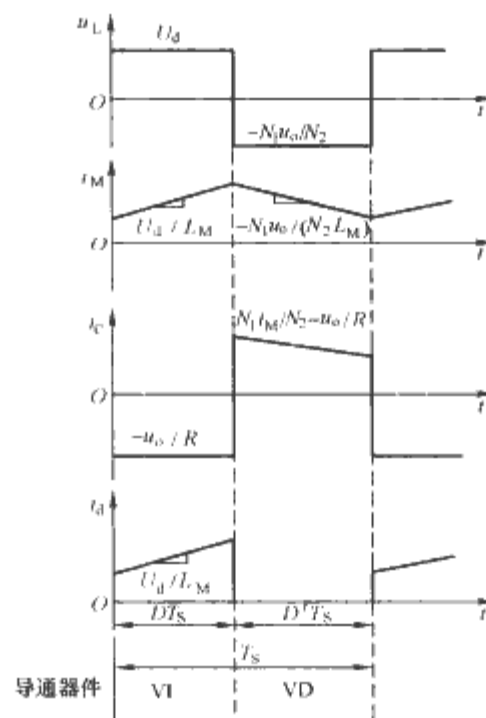


图 4.2-23 励磁电感电流连续导通模式时反激式变流器波形

当下一个开关周期的开关管 VI 导通之前，励磁电感电流 i_M 已经下降至零，则会进入开关管 VI 和二极管 VD 均截止的工作状态，负载由电容 C 维持供电，则其工作模式为励磁电感电流不连续导通模式，其波形如图 4.2-24 所示。

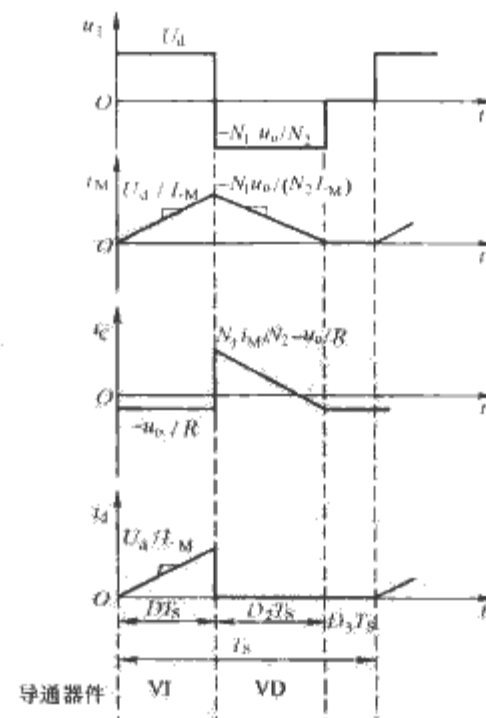


图 4.2-24 励磁电感电流断续导通模式时反激式变流器波形

连续导通模式时，反激式变流器的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} \quad (4.2-32)$$

断续导通模式时,反激式变流器的输出直流电压与输入直流电压的变换比为(未考虑效率因素)

$$M = \frac{U_o}{U_d} = D \sqrt{\frac{RT_s}{2L_M}} \quad (4.2-33)$$

10 全桥和半桥隔离 Buck 变流器

变压器隔离的全桥 Buck 变流器如图 4.2-25 所示,其工作波形如图 4.2-26 所示,其为变压器二次绕组中心抽头的全波整流,在高输出电压时可以用全桥整流。

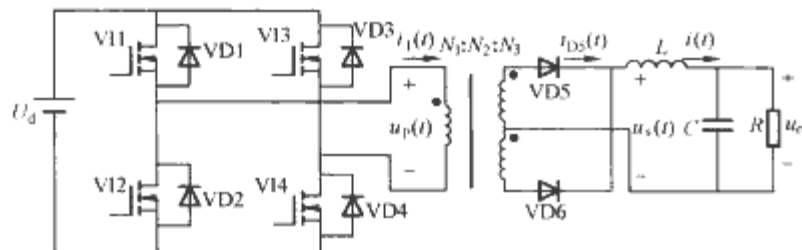


图 4.2-25 隔离型全桥 Buck 变流器

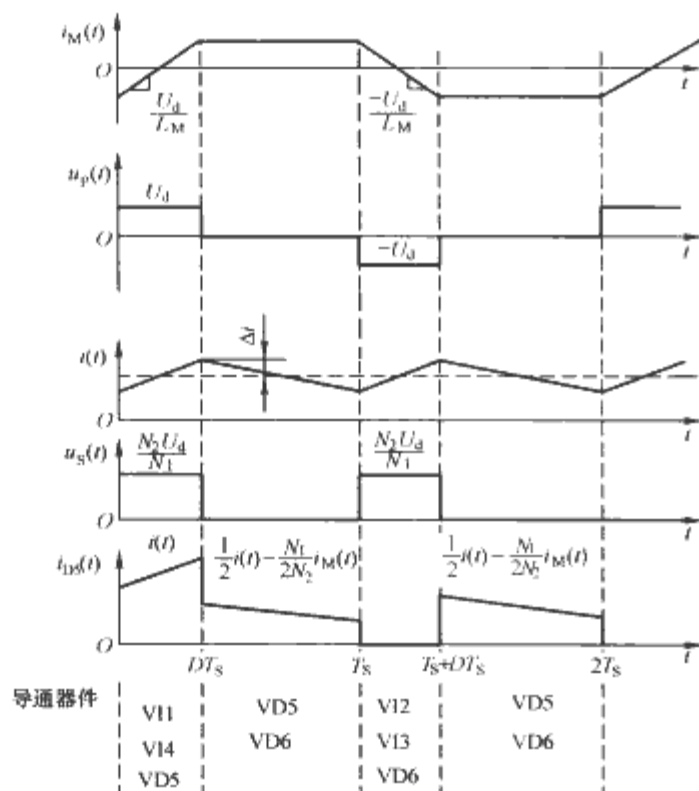


图 4.2-26 隔离型全桥 Buck 变流器的波形

如图 4.2-25 所示,当开关管 V11 和 V14 导通时,电源电压 U_d 被加到了变压器的一次侧,二极管 VD5 正偏导通;当开关管 V12 和 V13 导通时,电压 $-U_d$ 被加到了变压器的一次侧,二极管 VD6 正偏导通;当所有的开关管都截止时,变压器一次侧电压为零,二极管 VD5 和 VD6 均正偏导通,流过二极管的电流为

$$i_{D5}(t) = \frac{1}{2}i(t) - \frac{N_1}{2N_2}i_M(t) \quad (4.2-34)$$

$$i_{D6}(t) = \frac{1}{2}i(t) + \frac{N_1}{2N_2}i_M(t)$$

如果 $i_M \ll \frac{N_2}{N_1}i$, 则 i_{D5} 和 i_{D6} 近似为 $0.5i$, 即此时每个二极管导通近似一半的输出滤波电感电流。

隔离型全桥 Buck 变流器的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (4.2-35)$$

式中: 占空比 $D \leq 0.5$ 。

图 4.2-27 所示为变压器隔离的半桥 Buck 变流器。此电路除了开关管 V13 和 V14 及其反并联二极管由大电容 C_a 和 C_b 替代外,与图 4.2-25 的全桥变流器相似。当 V11 和 V12 以相同的占空比工作时,根据变压器励磁电感的伏秒平衡,电容 C_b 上的直流电压等于开关管 V12 端压的直流成分。

隔离型半桥变流器的输出直流电压与输入直流电压的变换比为

$$M = \frac{U_o}{U_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{2} \quad (4.2-36)$$

式中: 占空比 $D \leq 0.5$ 。

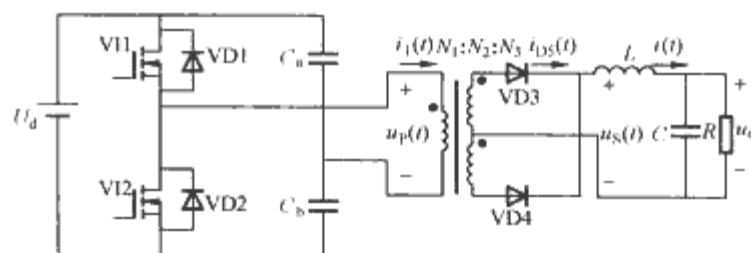


图 4.2-27 隔离型半桥 Buck 变流器

第3章 整 流 电 路

1 不控整流电路

1.1 单相半波不控整流电路

1.1.1 阻性负载

如图 4.3-1 所示, 单相半波不控整流电路使用单个二极管整流。阻性负载时, 它的输出波形只有输入交流电压波形的一半。当输入电压处于正半周时, 二极管 VD 导通。负载电流 i_o 和负载电压 u_o 的波形相同。当负载电流减小到零时, 二极管 VD 关断。输入电压负半周时, 二极管 VD 截止。

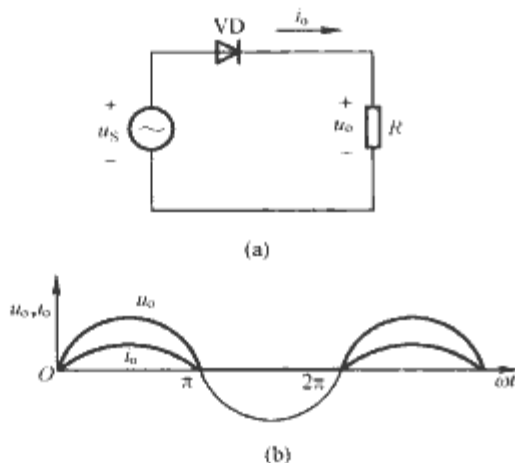


图 4.3-1 单相半波不控整流电路
(阻性负载) 及其工作波形
(a) 电路图; (b) 工作波形图

当电源电压为 $u_s = \sqrt{2}E\sin\omega t$ 时, 则流过电阻负载的输出电压平均值 U_o 为

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}E\sin\omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \quad (4.3-1)$$

式中: E 为输入交流电压有效值。

输出电流平均值 $I_{o,av}$ 为

$$I_{o,av} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi R} \quad (4.3-2)$$

输出电流有效值 $I_{o,eff}$ 为

$$I_{o,eff} = \frac{\sqrt{2}E}{2R} \quad (4.3-3)$$

输入功率因数 PF 为

$$PF = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.3-4)$$

1.1.2 阻容并联负载

如图 4.3-2 所示, 单相半波不控整流电路在负载电阻 R 上并联电容 C , 则可以提高输出电压的平均电压, 减小输出电压脉动。

在输入电压正半周, 当 $\omega t = \delta$, 输入电压上升至高于电容电压时, 二极管 VD 导通, 电容充电, 电容电压为输入电压; 随着输入电压下降, 流过电阻和电容的电流大小相等而方向相反时, 输入电流下降至零, 即 $\omega t = \delta + \theta$ 时, 二极管截止, 电容通过电阻放电。

二极管 VD 导通时:

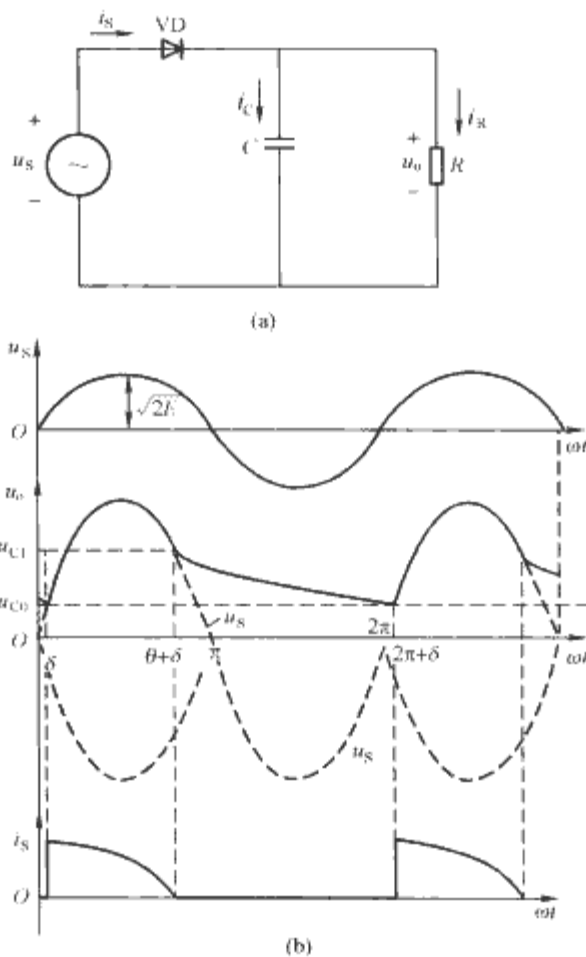


图 4.3-2 单相半波不控整流电路
(阻容并联负载) 及其工作波形
(a) 电路图; (b) 工作波形图

输出电压为

$$u_o = \sqrt{2}E\sin\omega t \quad (4.3-5)$$

负载电阻 R 电流为

$$i_R = \frac{\sqrt{2}E}{R}\sin\omega t \quad (4.3-6)$$

电容 C 电流为

$$i_C = \sqrt{2}E\omega C\cos\omega t \quad (4.3-7)$$

输入电源电流, 亦即二极管 VD 电流为

$$i_s = i_R + i_C = \frac{\sqrt{2}E}{|Z|}\sin(\omega t + \varphi) \quad (4.3-8)$$

其中

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (4.3-9)$$

$$\varphi = \arctan(-\omega RC) \quad (4.3-10)$$

二极管 VD 截止后, 电容 C 通过电阻 R 放电, 此时: 负载电阻电流为

$$i_R = \frac{\sqrt{2}E}{R}\sin\varphi e^{-\frac{\omega t - \pi + \varphi}{\omega RC}} \quad (4.3-11)$$

输出电压为

$$u_o = \sqrt{2}E\sin\varphi e^{-\frac{\omega t - \pi + \varphi}{\omega RC}} \quad (4.3-12)$$

其初始导通角可以由式 (4.3-13) 和式 (4.3-14) 计算

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} e^{-\frac{\pi + \arctan \omega RC + \delta}{\omega RC}} = \sin\delta \quad (4.3-13)$$

$$\theta + \delta + \varphi = \pi \quad (4.3-14)$$

负载 R 电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{\sqrt{2}E}{|Z|} \frac{1 - \cos \theta}{2\pi} \quad (4.3-15)$$

输出电压平均值为

$$U_o = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi} \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2} (1 - \cos \theta) \quad (4.3-16)$$

1.1.3 电感电阻串联负载

如图 4.3-3 所示, 单相半波不控整流电路在负载电阻 R 上串联电感 L , 可以扩展二极管 VD 的导通时间。

在输入电压正半周, 当输入电压从零开始上升时, 二极管 VD 导通, 输入电压加在串联的 R 和 L 上, 给负载 R 供电, 同时电感 L 储能, 负载电流逐渐增大。随着输入电压逐渐降低到低于电阻 R 上的电压时, 电感 L 开始放电。输入电压降至零后, 电感电流维持二极管 VD 导通, 放电, 电流下降。当电感电流降至零时, 二极管 VD 截止。

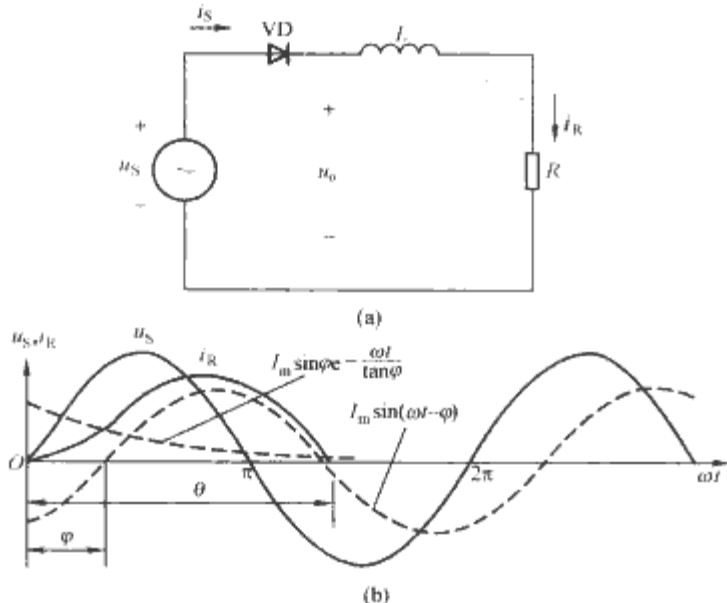


图 4.3-3 单相半波不控整流电路
(电感电阻串联负载) 及其工作波形
(a) 电路图; (b) 工作波形图

二极管导通时, 负载电流为

$$i_R = I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_m \sin \varphi e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi}} \quad (4.3-17)$$

其中

$$I_m = \frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad (4.3-18)$$

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (4.3-19)$$

由式 (4.3-20) 可以计算导通角 θ

$$\sin(\theta - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{\theta}{\tan \varphi}} = 0 \quad (4.3-20)$$

负载电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi R} (1 - \cos \theta) \quad (4.3-21)$$

输出电压平均值为

$$U_o = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi} (1 - \cos \theta) \quad (4.3-22)$$

1.2 单相全波不控整流电路

如图 4.3-4 所示, 单相全波不控整流电路使用两个二极管和一个中心抽头的变压器, 这样可以提供两个相对于中点 N 而言相位差为 180° 的电压 u_1 和 u_2 。

当电源 u_s 为正时, 电压 u_1 为正, 电压 u_2 为负, 二极管 $VD1$ 导通; 当电源 u_s 为负时, 电压 u_2 为正, 电压 u_1 为负,

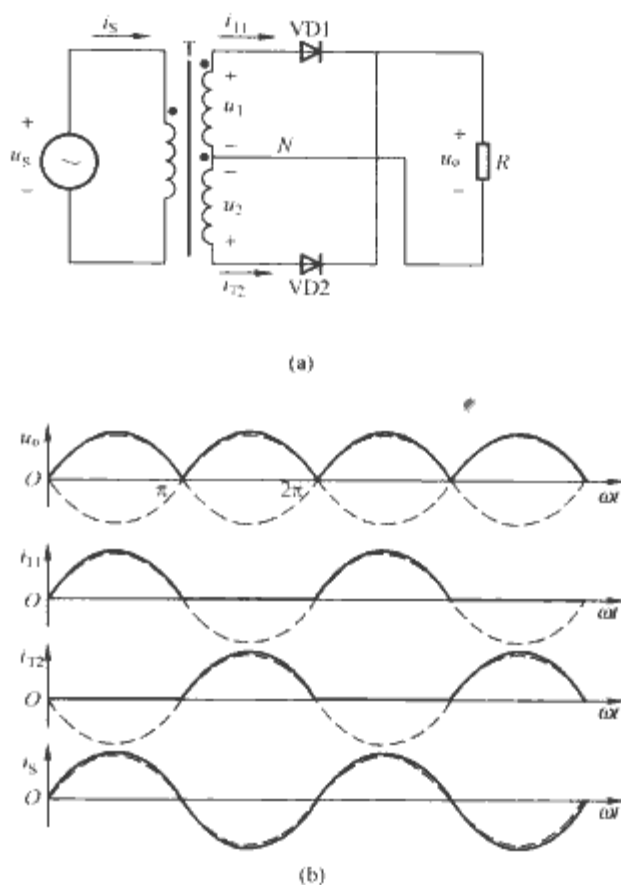


图 4.3-4 单相全波不控整流电路及其工作波形
(a) 电路图; (b) 工作波形图

二极管 $VD2$ 导通。

带阻性负载的负载电压平均值为

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}E \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \quad (4.3-23)$$

带阻性负载的负载电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi R} \quad (4.3-24)$$

1.3 单相全桥不控整流电路

1.3.1 阻性负载

如图 4.3-5 所示, 单相全桥不控整流电路, 带阻性负载。当输入电压为正半周时, 二极管 $VD1$ 和 $VD3$ 导通。当输入电压为负半周时, 二极管 $VD2$ 和 $VD4$ 导通。其输出电压均为正。

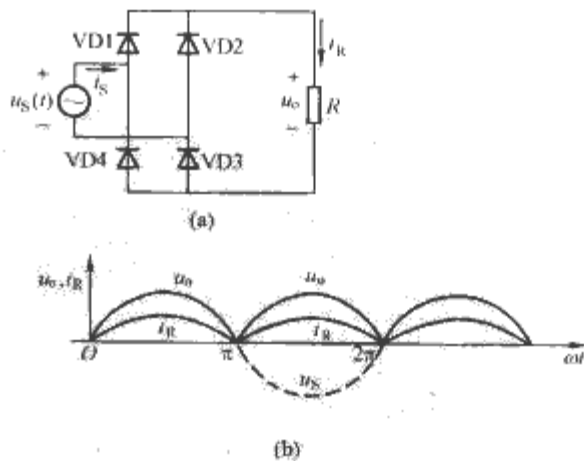


图 4.3-5 单相全桥不控整流电路
(阻性负载) 及其工作波形
(a) 电路图; (b) 工作波形图

其负载电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi R} \quad (4.3-25)$$

其负载电流有效值为

$$I_{R, \text{eff}} = \frac{E}{R} \quad (4.3-26)$$

输出电压平均值为

$$U_o = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \quad (4.3-27)$$

1.3.2 电阻电容并联负载

带电容滤波的单相桥式不控整流电路拓扑如图 4.3-6 所示。图 4.3-6 中 R 为负载等效电阻，直流滤波电容 C 取得较大，以使电容 C 两端的电压（也就是输出电压 u_o ）脉动不大。图 4.3-7 为其稳态工作波形图。

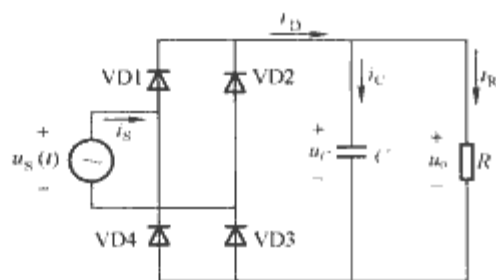


图 4.3-6 带电容滤波的单相桥式不控整流电路

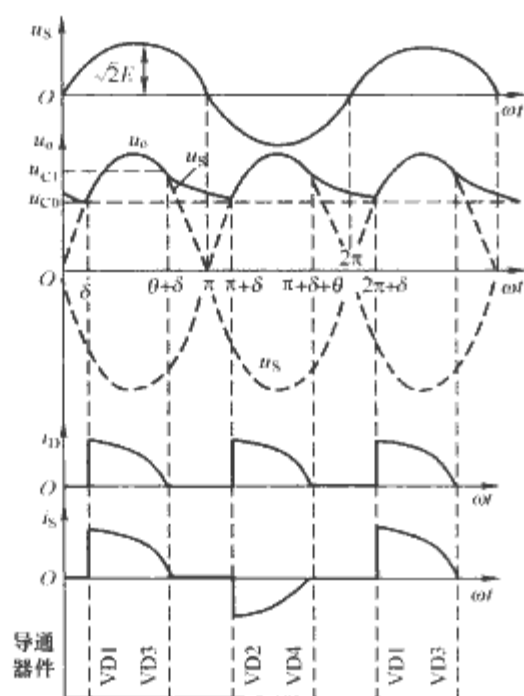


图 4.3-7 带电容滤波的单相桥式不控整流电路稳态工作波形

在电源交流电压正半波瞬时值 u_s 大于 u_o 时 ($\delta \leq \omega t \leq \theta + \delta$)，二极管 VD1、VD3 导通，将 u_s 加到电容和负载，给负载供电，同时电容 C 储能。在 u_s 负半周，在 $|u_s|$ 大于 u_o 时 ($\pi + \delta \leq \omega t \leq \pi + \theta + \delta$)，二极管 VD2、VD4 导通，给负载供电，同时电容 C 储能。在 u_s 正或负半周， $|u_s|$ 小于 u_o 时 ($\theta \leq \omega t \leq \pi$ 和 $\pi + \theta + \delta \leq \omega t \leq 2\pi + \delta$)，二极管均截止，电容 C 对 R 放电。

在二极管导通模式 ($\delta \leq \omega t \leq \theta + \delta$)：

在输入电压 u_s 正半周与 u_o 的交点处，即 $\omega t = \delta$ 时，VD1、VD3 开始导通，则

$$u_o = u_s(\omega t) = \sqrt{2}E \sin \omega t \quad (4.3-28)$$

电容电流为

$$i_C = \sqrt{2}E\omega C \cos \omega t \quad (4.3-29)$$

负载电流为

$$i_R = \frac{u_o}{R} = \frac{u_s}{R} = \frac{\sqrt{2}E}{R} \sin \omega t \quad (4.3-30)$$

流经二极管的直流侧输出电流 i_D 为

$$i_D = i_C + i_R = \sqrt{2}E\omega C \cos \omega t + \frac{\sqrt{2}E}{R} \sin \omega t \quad (4.3-31)$$

当负载电流与电容电流大小相等而方向相反时，二极管 VD1、VD3 截止，这两个二极管导电区间为从 $\omega t = \delta$ 到 $\omega t = \theta + \delta$ 。

二极管导电角 θ 与起始相位角 δ 的函数关系为

$$\theta = \pi - \delta - \arctan \omega RC \quad (4.3-32)$$

$$\sin(\delta + \theta) = \omega RC / \sqrt{1 + (\omega RC)^2} \quad (4.3-33)$$

二极管均截止模式 ($\theta + \delta \leq \omega t \leq \pi + \delta$)：

在 $\omega t = \theta + \delta$ 时 $i_D = 0$ ，二极管均截止，这时 $u_C = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta)$ ，此后电容 C 向负载 R 供电， u_o 从 $\omega t = \theta + \delta$ 时的瞬时值 U_C 开始按指数规律下降，其表达式为

$$u_o = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{\omega t - \theta - \delta}{\omega RC}} \quad (4.3-34)$$

负载电流为

$$i_R = \frac{\sqrt{2}E}{R} \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{\omega t - \theta - \delta}{\omega RC}} \quad (4.3-35)$$

相位起始角可由式 (4.3-36) 计算

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} e^{-\frac{\arctan \omega RC + \delta}{\omega RC}} = \sin \delta \quad (4.3-36)$$

整流输出电压 u_o 的平均值为

$$U_o = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \left[\sin\left(\delta + \frac{1}{2}\theta\right) + \omega RC \cos\left(\delta + \frac{1}{2}\theta\right) \right] \quad (4.3-37)$$

如果考虑电源变压器漏感和引线漏感 L_s 或直流侧电感 L_d ，如图 4.3-8 所示，则 i_D 将如图 4.3-8 所示，逐渐上升到最大值。实际应用中，为了抑制电流冲击，加宽导电角，可在直流侧串入一个较小的电感，构成 LC 滤波电路。

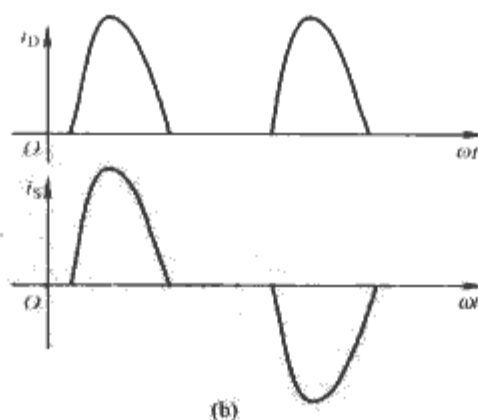
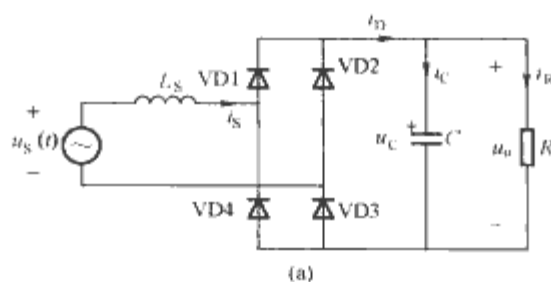


图 4.3-8 带电容滤波的单相桥式不控整流电路
(考虑电源变压器漏感和引线漏感 L_s
或直流侧电感 L_d) 及其电流波形
(a) 电路图；(b) 电流波形图

1.3.3 电阻电感串联负载

如图 4.3-9 所示，单相全桥不控整流电路在负载电阻 R 上串联电感 L ，可以平滑输出电流波形。

当输入电压为正半周时，二极管 VD1 和 VD3 导通。当输入电压为负半周时，二极管 VD2 和 VD4 导通。

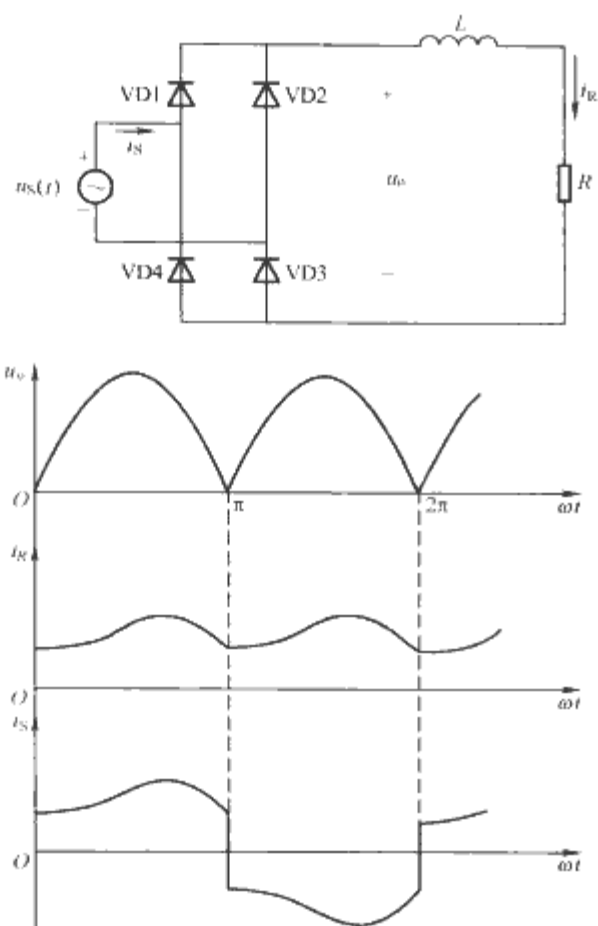


图 4.3-9 单相全桥不控整流电路
(电阻电感串联负载) 及其工作波形

负载电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi R} \quad (4.3-38)$$

输出电压平均值为

$$U_o = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \quad (4.3-39)$$

1.4 三相桥式不控整流电路

三相桥式不控整流电路使用 6 个二极管, 典型电路拓扑如图 4.3-10 所示。

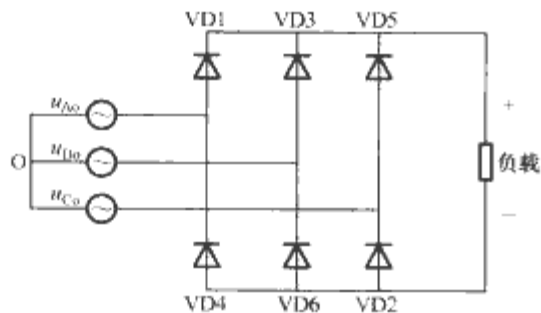


图 4.3-10 三相桥式不控整流电路

三相桥式不控整流电路的输出电压如图 4.3-11 所示。

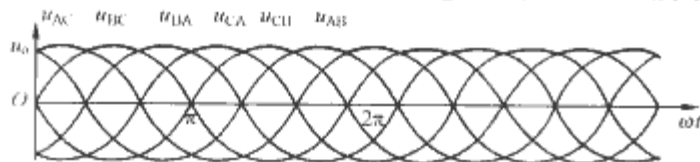


图 4.3-11 三相桥式不控整流
电路的输出电压波形

三相桥式不控整流电路负载电压平均值为 (负载为电阻 R 或者电阻 R 串联电感 L 时)

$$U_o = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{6}E \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \quad (4.3-40)$$

式中: E 为相电压有效值。

负载平均电流

$$I_{R,av} = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi R} \quad (4.3-41)$$

(1) 负载为电阻 R 时:

相电流有效值为

$$I_{A,eff} = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{\pi}} \quad (4.3-42)$$

负载电流有效值为

$$I_{R,eff} = \sqrt{\frac{6\pi + 9\sqrt{3}}{2\pi}} \frac{E}{R} \quad (4.3-43)$$

(2) 负载为电阻 R 串联大电感 L 时:

相电流有效值为

$$I_{A,eff} = \frac{6}{\pi} \frac{E}{R} \quad (4.3-44)$$

负载电流有效值为

$$I_{R,eff} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{E}{R} \quad (4.3-45)$$

2 相控式整流电路

2.1 单相半波相控式整流电路

如图 4.3-12 所示, 单相半波相控式整流电路使用单个晶闸管控制负载电压。当输入电压处于正半周时, 在晶闸管 VT 门极上加一个触发脉冲 u_g , 让晶闸管 VT 导通。将触发脉冲延迟一个角度 α , 可以控制负载电压。当为阻性负载时, 负载电流 i_o 和负载电压 u_o 的波形相同。当为感性负载时, 负载电压 u_o 过零后, 负载电流尚未下降至零, 晶闸管 VT 还将继续导通。当负载电流, 即流过晶闸管 VT 的电流减小到零时, 晶闸管关断。

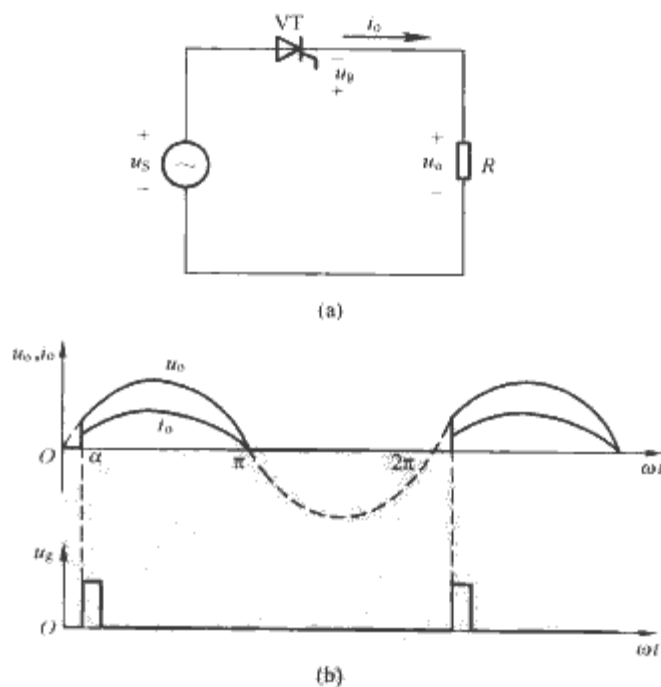


图 4.3-12 单相半波相控式整流电路
及其工作波形 (阻性负载时)
(a) 电路图; (b) 工作波形图

负载为电阻时:

其输出电压平均值为

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}E \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.3-46)$$

其负载电流有效值为

$$I_{R,eff} = \frac{E}{2R} \sqrt{\frac{1}{\pi} [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]} \quad (4.3-47)$$

其输入功率因数为

$$PF = \sqrt{\frac{1}{4\pi} [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]} \quad (4.3-48)$$

2.2 单相全波相控式整流电路

如图 4.3-13 所示, 单相全波相控式整流电路使用了一个中心抽头的变压器, 这样可以提供两个相对于中点 N 而言相差 180° 的电压 u_1 和 u_2 。在图 4.3-13 中, 晶闸管的触发脉冲延迟了一个角度 α 。

带阻性负载的负载电压平均值为

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}E \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.3-49)$$

带阻性负载的负载电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (4.3-50)$$

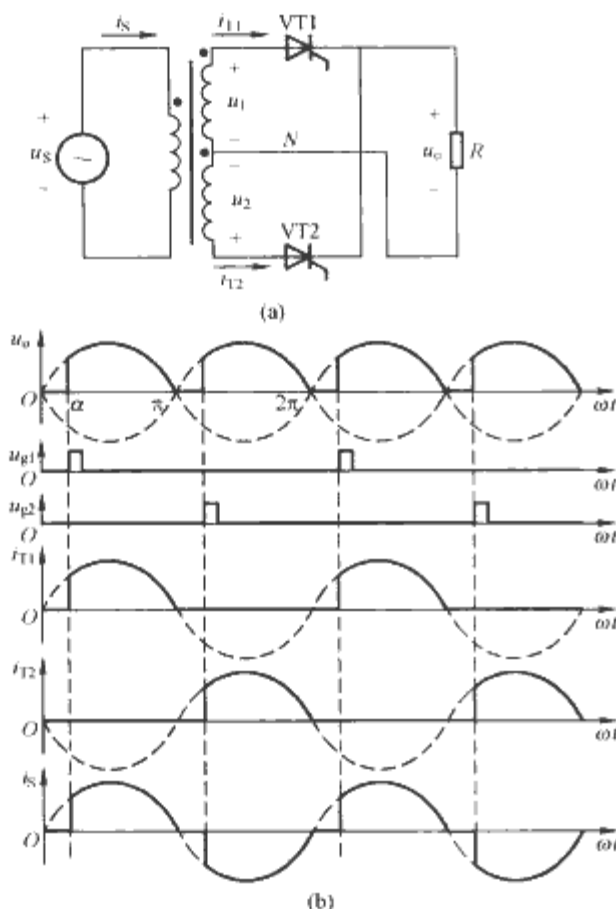


图 4.3-13 单相全波相控式整流电路及其工作波形
(a) 电路图; (b) 工作波形图

2.3 单相桥式相控式整流电路

图 4.3-14 (a) 所示为一个单相全控桥式整流电路, 它采用四个晶闸管控制平均负载电压; 图 4.3-14 (b) 所示为单相半控桥式整流电路, 它采用了两个晶闸管 (VT1 和 VT2) 和两个二极管 (VD3 和 VD4)。

单相桥式整流电路带阻性负载的输出电压波形与单相全波整流电路相同, 半控桥式整流电路带感性负载时的输出电压波形与单相全波整流电路相同, 这些电路的负载电压平均值和负载电流平均值亦相同, 如式 (4.3-49) 和式 (4.3-50)。

图 4.3-15 所示为全控桥式整流电路带感性负载 (其中 $L \rightarrow \infty$) 时的电压、电流波形。在电源电压 u_s 的正半周, 施

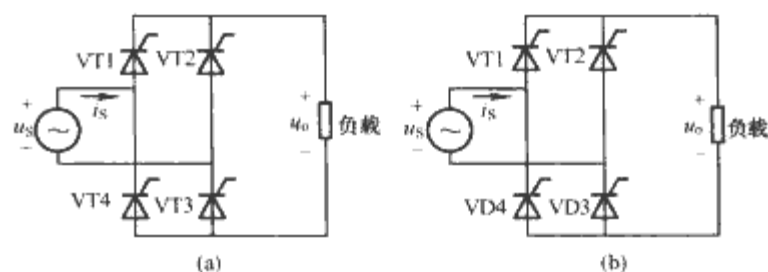


图 4.3-14 单相桥式相控式整流电路
(a) 全控; (b) 半控

加门极触发信号 u_{g1} 和 u_{g3} , 晶闸管 VT1 和 VT3 同时导通, 以使电流有流通回路; 同理, 在电源电压的负半周, 施加门极触发信号 u_{g2} 和 u_{g4} , 晶闸管 VT2 和 VT4 同时导通。

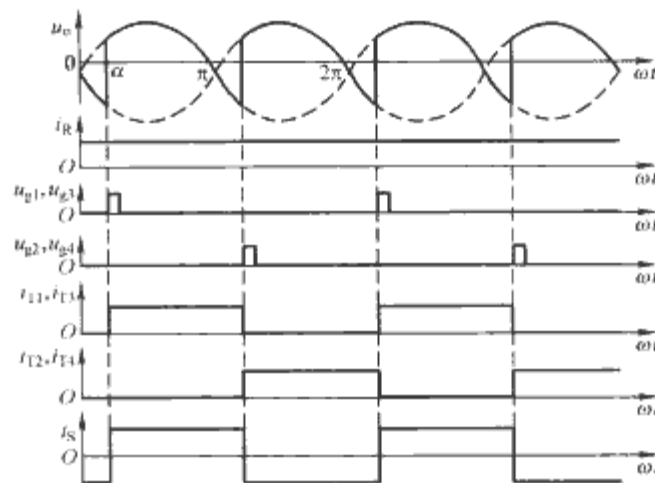


图 4.3-15 单相桥式全控整流电路感性负载 (其中 $L \rightarrow \infty$) 时的波形

如图 4.3-15 所示, 若电路带感性负载, 当电源电压过零时, 输出电流仍未降至零, 当感性较强时, 特别当 $L \rightarrow \infty$ 时, 输出电流近似恒定。因此, 晶闸管 VT1 和 VT3 导通时, 当输出电压下降到零以后, 由于晶闸管 VT2 和 VT4 还没有触发信号, 晶闸管 VT1 和 VT3 不能换流关断, 继续导通, 输出电压 u_o 将反向增加。晶闸管 VT2 和 VT4 导通时亦类似。

此时输出电压的平均值为

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}E \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \cos \alpha \quad (4.3-51)$$

此时负载电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi R} \cos \alpha \quad (4.3-52)$$

2.4 三相相控式整流电路

如图 4.3-16 (a) 所示为三相半波相控式整流电路, 使用 3 个晶闸管, VT1、VT2、VT3 的门极触发信号的相位依次相差 120° 。三相半波整流电路的电源电流中也含有直流成分, 因此在大功率应用场合一般不使用三相半波整流电路。

如图 4.3-16 (b) 所示为三相桥式相控式整流电路, 使用 6 个晶闸管。VT1、VT2、VT3、VT4、VT5、VT6 的门极触发信号的相位依次相差 60° 。

2.4.1 三相半波相控式整流电路

三相半波相控式整流电路的输出电压波形如图 4.3-17 所示。

2.4.1.1 阻性负载

(1) 当 $0 \leq \alpha \leq \pi/6$ 时, 负载电流连续, 此时: 负载电压平均值为

$$U_o = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \cos \alpha \quad (4.3-53)$$

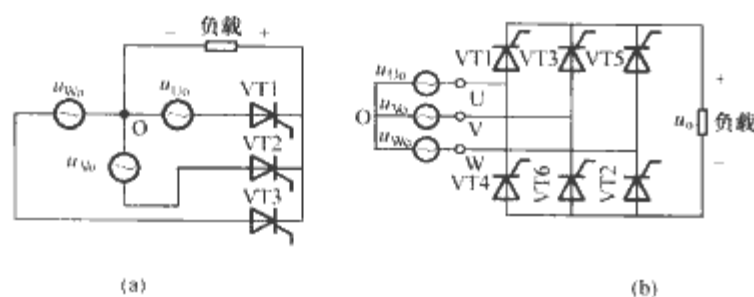


图 4.3-16 三相相控式整流电路

(a) 半波整流电路; (b) 桥式全波整流电路

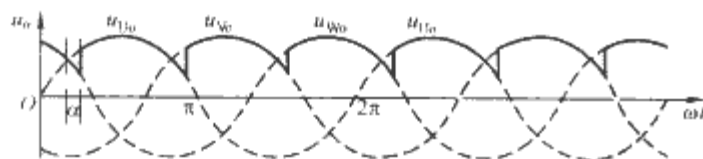


图 4.3-17 三相半波整流电路的波形

输入相电流有效值为

$$I_{U,eff} = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{4\pi + 3\sqrt{3}\cos 2\alpha}{12\pi}} \quad (4.3-54)$$

负载电流有效值为

$$I_{R,eff} = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{4\pi + 3\sqrt{3}\cos 2\alpha}{4\pi}} \quad (4.3-55)$$

输入功率因数为

$$PF = \sqrt{\frac{4\pi + 3\sqrt{3}\cos 2\alpha}{12\pi}} \quad (4.3-56)$$

(2) 当 $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ 时, 负载电流断续, 此时负载电压平均值为

$$U_o = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (4.3-57)$$

输入相电流有效值为

$$I_{U,eff} = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{5\pi/3 - 2\alpha + \sin(2\alpha + \pi/3)}{4\pi}} \quad (4.3-58)$$

负载电流有效值为

$$I_{R,eff} = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{5\pi/3 - 2\alpha + \sin(2\alpha + \pi/3)}{4\pi/3}} \quad (4.3-59)$$

输入功率因数为

$$PF = \sqrt{\frac{5\pi/3 - 2\alpha + \sin(2\alpha + \pi/3)}{4\pi}} \quad (4.3-60)$$

2.4.1.2 感性负载 (负载电流连续时)

三相半波相控式整流电路负载电压的平均值为

$$U_o = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} \sqrt{2}E \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \cos \alpha \quad (4.3-61)$$

2.4.2 三相桥式相控式整流电路

三相桥式相控式整流电路带感性负载 (其中 $L \rightarrow \infty$) 时的工作波形如图 4.3-18 所示。图 4.3-18 中所标 R、S、T、U、V、W 分别是晶闸管 VT1、VT3、VT5、VT2、VT4、VT6 的自然换相点, 从自然换相点后移控制角 α 分别施加触发信号, 因此, R'、S'、T'、U'、V'、W' 分别是晶闸管 VT1、VT3、VT5、VT2、VT4、VT6 的实际换相点, 其输出电压波形见 $\omega t-u_o$ 坐标。 $\omega t-i_U$ 坐标所示为负载为较强的感性负载时的 U 相电流波形。

2.4.2.1 负载为阻性时

(1) 当 $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ 时, 负载电流连续, 此时: 负载电压平均值为

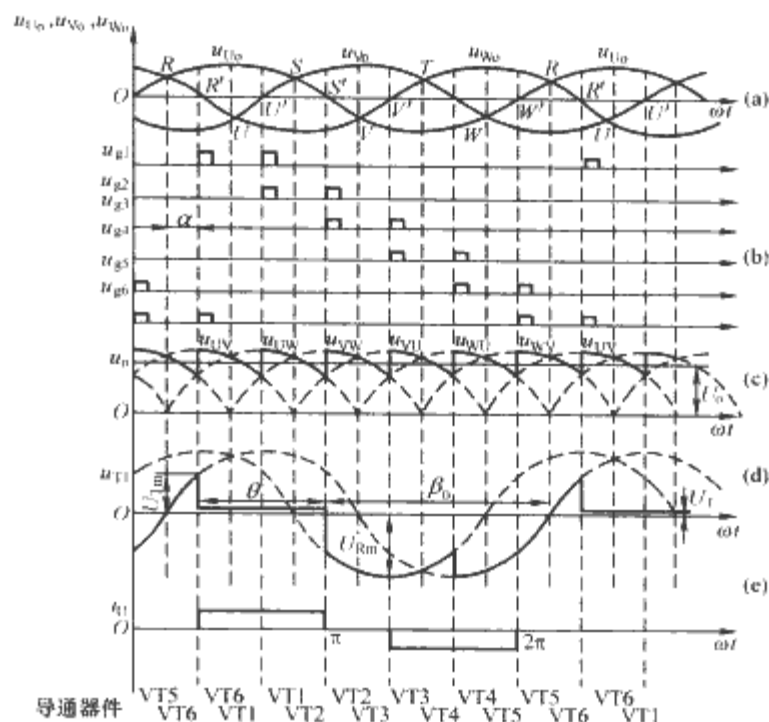


图 4.3-18 三相桥式全波整流电路带感性负载 (其中 $L \rightarrow \infty$) 时的波形

(a) 输入相电压; (b) 控制信号; (c) 输出电压; (d) 晶闸管 VT1 端电压; (e) A 相电流

$$U_o = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \cos \alpha \quad (4.3-62)$$

输入相电流有效值为

$$I_{U,eff} = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}\cos 2\alpha}{\pi}} \quad (4.3-63)$$

负载电流有效值为

$$I_{R,eff} = \frac{\sqrt{6}E}{2R} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}\cos 2\alpha}{\pi}} \quad (4.3-64)$$

输入功率因数为

$$PF = \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}\cos 2\alpha}{4\pi}} \quad (4.3-65)$$

(2) 当 $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ 时, 负载电流断续, 此时负载电压平均值为

$$U_o = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (4.3-66)$$

输入相电流有效值为

$$I_{U,eff} = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - \pi/3)}{\pi}} \quad (4.3-67)$$

负载电流有效值为

$$I_{R,eff} = \frac{\sqrt{6}E}{2R} \sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - \pi/3)}{\pi}} \quad (4.3-68)$$

输入功率因数为

$$PF = \sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - \pi/3)}{4\pi}} \quad (4.3-69)$$

2.4.2.2 负载为较强的感性负载 (其中 $L \rightarrow \infty$, 负载电流连续时)

负载电压平均值为

$$U_o = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3+\alpha} \sqrt{6}E \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \cos \alpha \quad (4.3-70)$$

负载电流平均值为

$$I_{R,av} = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi R} \cos \alpha \quad (4.3-71)$$

输入相电流有效值为

$$I_{U,eff} = \frac{6E}{\pi R} \cos \alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{R,av} \quad (4.3-72)$$

输入功率因数为

$$PF = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \quad (4.3-73)$$

图 4.3-18 (e) 所示 U 相电流 i_U 的傅里叶级数展开为

$$\begin{aligned} i_U &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \cdots + \frac{1}{n} \sin n\omega t \right) \\ &= I_{Um} \sin \omega t - I_{U5m} \sin 5\omega t - I_{U7m} \sin 7\omega t + \cdots + \\ &\quad I_{Unm} \sin n\omega t \end{aligned} \quad (4.3-74)$$

其中:

电流基波幅值

$$I_{Um} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (4.3-75)$$

电流基波有效值

$$I_{U,eff} = \frac{I_{Um}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d \quad (4.3-76)$$

2.5 12 脉整流电路

在一个电源电压周期中, 三相桥式相控式整流电路的输出电压有 6 个脉动波。通过两个三相桥式相控式整流电路的串联或者并联可以使其总的输出电压有 12 个脉动波, 减小输出电压纹波大小, 并且提高了纹波的频率。图 4.3-19 所示为两个三相桥式相控式整流电路的串联组成的 12 脉整流电路, 有利于输出高压的场合应用。图 4.3-20 所示为两个三相桥式相控式整流电路的并联组成的 12 脉整流电路, 有利于输出大电流的场合应用。通过变压器二次绕组分别采用 Y 型和 Δ 型接法, 使两个三相桥式相控式整流电路的输入电源之间有 30° 相移。

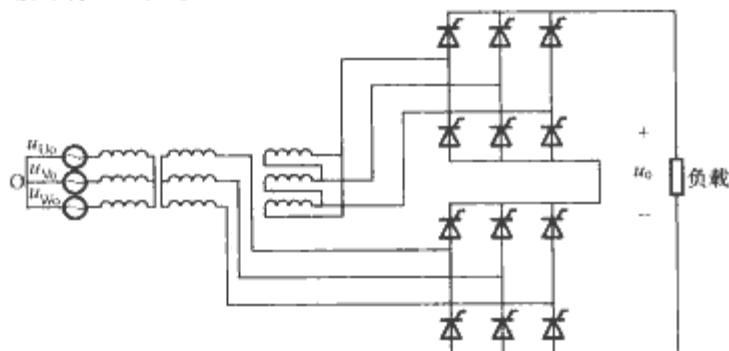


图 4.3-19 两个三相桥式相控式整流电路的串联组成的 12 脉整流电路

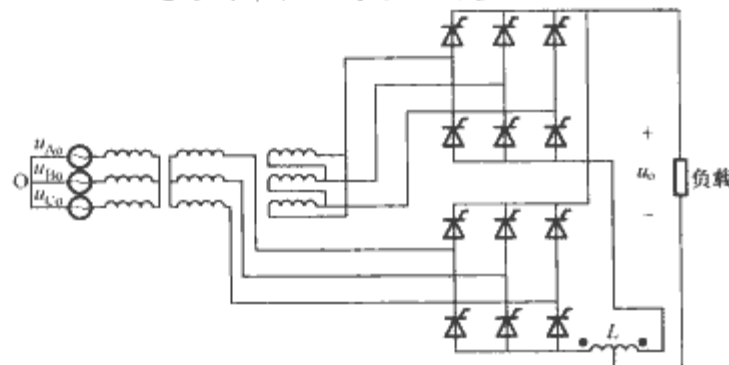


图 4.3-20 两个三相桥式相控式整流电路的并联组成的 12 脉整流电路

3 PWM 整流电路

整流电路的理想状态为:

(1) 输入侧功率因数 $\lambda=1$, 这相当于输入侧电流 i_s 无畸变且与输入侧电压 u_s 同相, 这样输入电源对整流电路只提供有功功率。

(2) 负载侧电压 $u_o=U_o$ (电压型) 或输出电流 $i_o=I_o$ (电流型)。

(3) 能实现输出电压的快速调节。

(4) 具有双向传递能量的能力。

传统相控式整流电路无法实现上述功能, 采用全控型器件组成的 PWM 斩控式整流电路可以在不同程度上具备上述功能。

3.1 单相单管 PWM 整流电路

以在中、小功率场合中常用的 Boost 型单管单相功率因数校正电路为例。该电路是在单相不控整流电路的输出端和负载之间插入一级由有源器件组成的有源功率因数校正 (APFC) 电路。

单相升压型有源功率因数校正 (APFC) 电路如图 4.3-21 所示, 在单相不控整流电路和负载电阻之间插入了由虚线框所包含的电路, 这是一个由可控自关断器件 VI 和二极

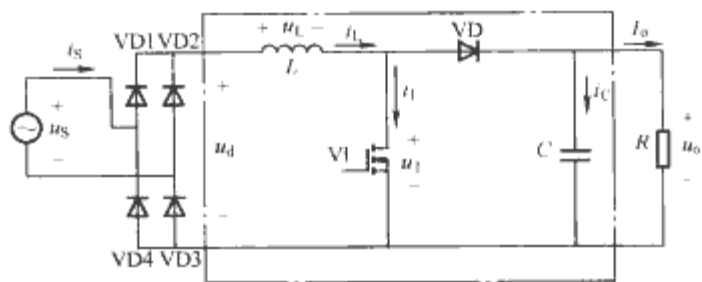


图 4.3-21 单相电压型单管式有源功率因数校正电路

设输入电感 L 足够大, 保证电感电流连续, 电路工作于连续导通模式; 输出电容 C 足够大, 使输出电压近似为恒定值。电网电压 $u_s = \sqrt{2}E \sin \omega t$ 时, 不控整流桥的输出电压 u_d 的瞬时值为

$$u_d = \sqrt{2}E |\sin \omega t| \quad (4.3-77)$$

当开关管 VI 导通时, 二极管 VD 截止, 电感电流线性增加, 能量储存在电感里, 利用电容上的能量给负载供电; 当开关管 VI 截止时, 二极管 VD 导通, 电感上储存的能量传输到负载, 同时也给电容充电。

电感电流连续时, 单相电压型单管式有源功率因数校正电路的传递函数为

$$H(s) = \frac{1/D'}{s^2(L/D'^2)C + s(L/D'^2)/R + 1} \quad (4.3-78)$$

其中

$$D' = 1 - D$$

输入阻抗为

$$Z_{in}(s) = D'^2 R \frac{s^2(L/D'^2)C + s(L/D'^2)/R + 1}{sRC + 1} \quad (4.3-79)$$

通过控制占空比 D , 可以调节输出电压, 也可以控制输入阻抗的相位和幅值, 当输入阻抗接近于纯阻时, 输入侧电流 i_s 与输入侧电压 u_s 接近于同相, 使输入侧功率因数接近于 1, 实现功率因数校正。

功率因数校正控制电路如图 4.3-22 所示。

3.2 单相桥式 PWM 整流电路

单相桥式 PWM 整流电路如图 4.3-23 所示, 可以实现

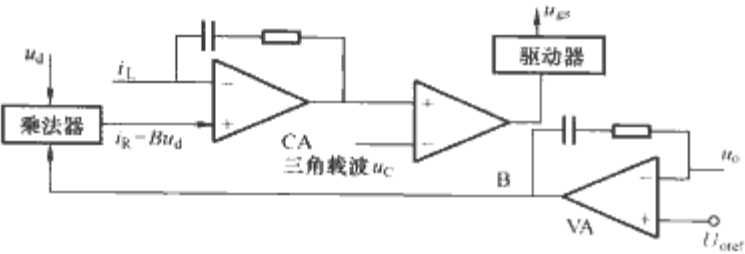


图 4.3-22 单相电压型单管式有源功率因数校正控制电路

能量的双向流动，既可实现整流，将左侧的交流电能整流成直流，亦可实现逆变，将右侧的直流电能逆变成交流。其控制框图如图 4.3-24 所示。

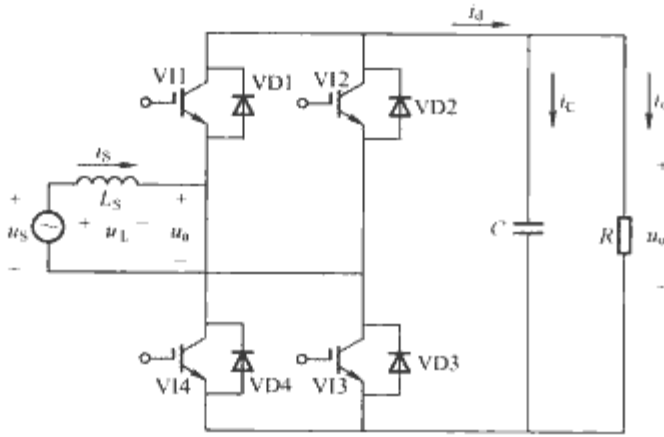


图 4.3-23 单相桥式 PWM 整流电路

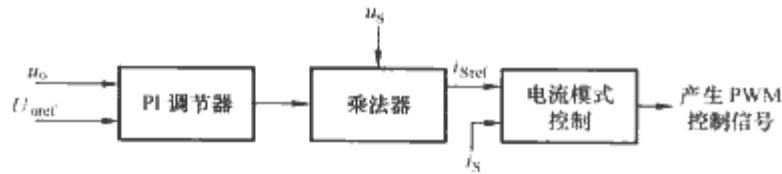


图 4.3-24 单相桥式 PWM 整流电路的控制框图

当单相桥式 PWM 整流电路实现输入功率因数为 1 时，输入电压 \$u_s\$ 与输入电流 \$i_s\$ 同相，则整流桥侧电压 \$u_a\$ 与输入电压 \$u_s\$ 和电感电压 \$u_L\$ 的关系如图 4.3-25 所示，电路波形如图 4.3-26 所示。

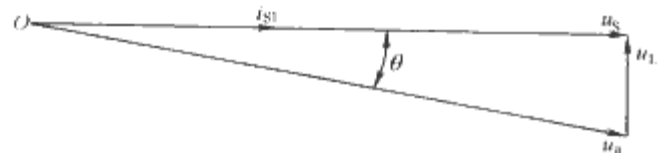


图 4.3-25 实现功率因数为 1 时，整流桥侧电压 \$u_a\$ 与输入电压 \$u_s\$ 和电感电压 \$u_L\$ 的关系

交流电源提供的有功功率为

$$P = U_S I_{S1} \cos \varphi = \frac{U_S^2}{\omega L_S} \left(\frac{U_{a1}}{U_S} \sin \theta \right) \quad (4.3-80)$$

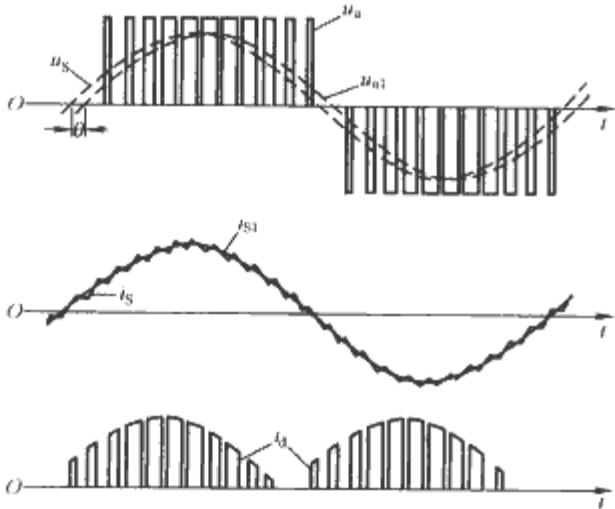


图 4.3-26 实现功率因数为 1 时，单相桥式 PWM 整流电路的工作波形

交流电源提供的无功功率为

$$Q = U_S I_{S1} \sin \varphi = \frac{U_S^2}{\omega L_S} \left(1 - \frac{U_{a1}}{U_S} \cos \theta \right) \quad (4.3-81)$$

可以通过调节占空比，控制整流桥侧电压 \$u_a\$，从而实现交流侧有功功率和无功功率的控制，实现高功率因数的 PWM 整流器。

3.3 三相桥式 PWM 整流电路

对于普通大功率整流电路可以采用三相结构。电压型三相半桥式整流电路的主电路及其频率调制比 \$k=3\$ 时的工作波形分别如图 4.3-27 和图 4.3-28 所示。

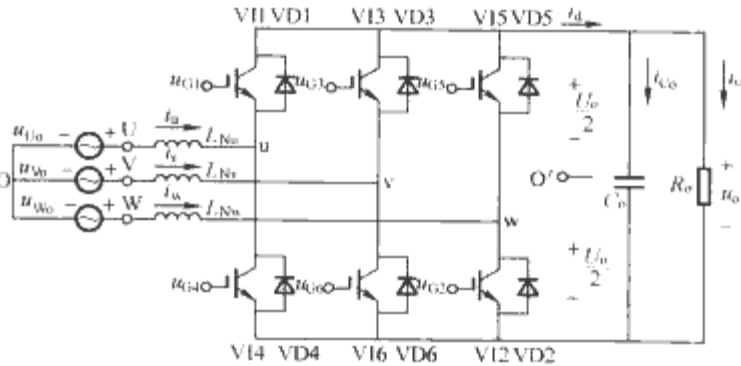


图 4.3-27 电压型三相半桥式 PWM 整流电路
幅度调制比为

$$m = \frac{U_{Gm}}{U_{Cm}} \quad (4.3-82)$$

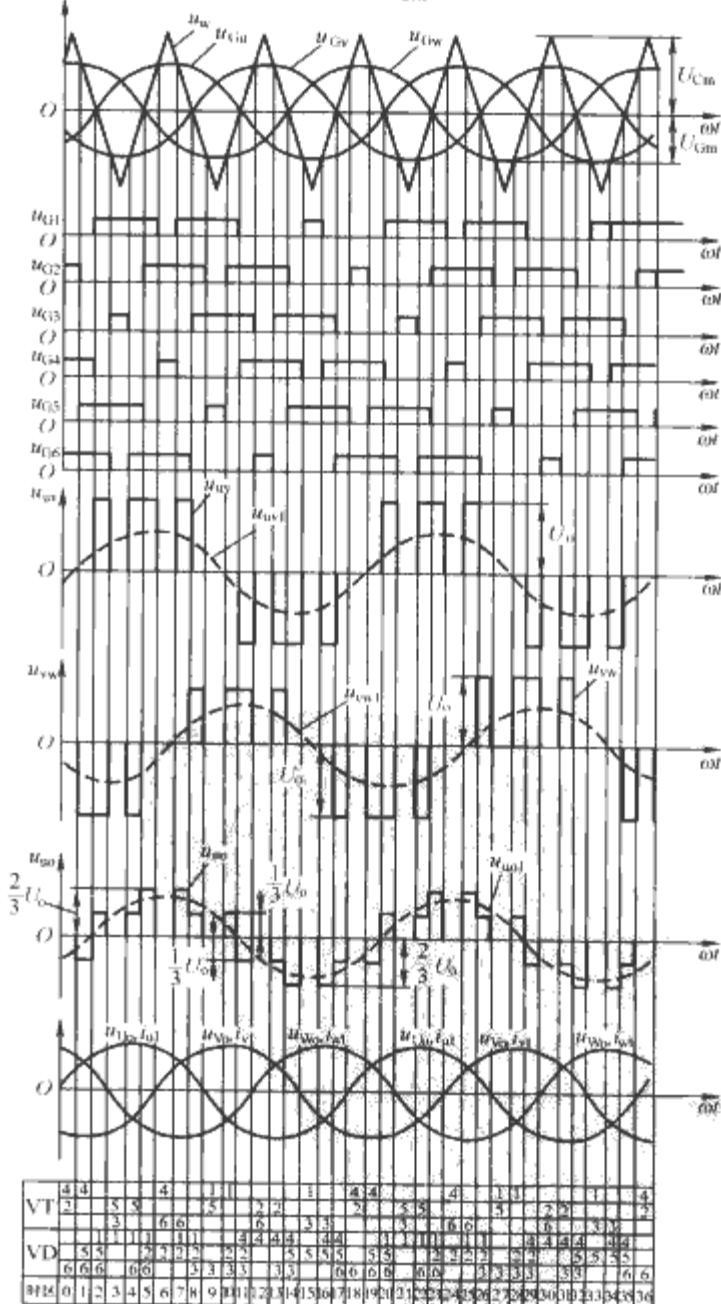


图 4.3-28 电压型三相半桥式 PWM 整流电路的主要波形

式中: U_{Gm} 为各相正弦调制信号的幅值; U_{Cm} 为三角载波信号 u_c 的幅值。

频率调制比为

$$K = \frac{f_c}{f} \quad (4.3-83)$$

式中: f_c 为三角载波信号 u_c 的频率; f 为各相正弦调制信号的频率。

电压型三相 SPWM 整流电路控制框图如图 4.3-29 所示。采用电压外环和电流内环的双环控制方案。由图 4.3-29 可见:

(1) 电压外环的输出作为电流内环的给定。

(2) 三相共用一个电压外环, 也即三相电流给定值相等。

(3) 电流内环分相控制, 由虚线框组成的三个电路分别为相电流内环, 如虚线 U 框即为 U 相电流环, V 和 W 相电流环结构相同。

(4) 电流内环共有三个输入信号: 一是相电流波形信号 u_s (也称为电流同步信号), 这是一个单位幅值的正弦波信号, 其相位与相电压 u_{U0} 相同; 另一输入信号是电压调节器的输出信号; 上述两个信号相乘构成相电流给定 i_{ur} ; 电流内环的第三个输入信号是来自 1U 的相电流反馈信号 i_{uf} 。

(5) i_{u} 的正半波有 VD1 和 VT4 导通; i_{u} 负半波则有 VD4 和 VT1 导通, 比较器 1 的作用是使 $i_{\text{u}} < 0$ 时使与门 1 接通, 输出 u_{G1} ; 相反, 比较器 2 则在 $i_{\text{u}} > 0$ 的半波使与门 2 接通, 输出 u_{G4} 。

(6) 当 i_{u} 与 u_{U0} 反相时 (其他各相类推), 电路可运行于逆变状态, 当负载为有源时, 负载端电能经电路反馈到电网。

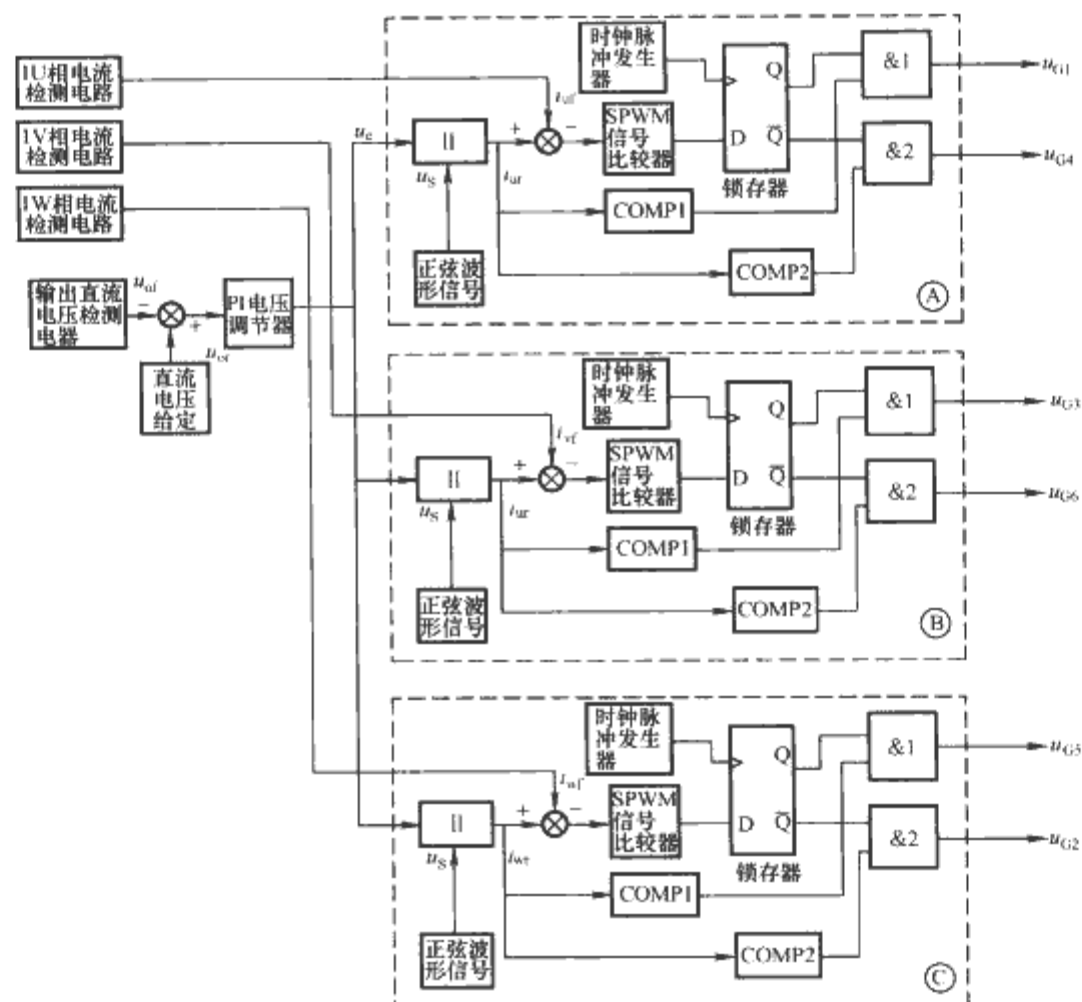


图 4.3-29 电压型三相 SPWM 整流电路控制框图

第4章 直—交逆变电路

直—交变换，又称逆变（inversion），能够将直流电能转换为交流电能，使得直流电源向交流负载提供能量，适应生产生活中不同场合的需求。

1 基本拓扑

所谓“逆变”，是将极性不变的直流电转化为极性周期改变的交流电，从电路拓扑上看，有多种结构可以实现电能的极性反转。实际上，逆变电路的工作原理与多象限工作的直—直变换电路有密切联系。以电压源输入的逆变器为例，介绍如下。

1.1 单端（single-ended）逆变

电压源输入的单端逆变器一般采用串联谐振的负载连接方式，使用反向导通的功率开关，可以实现零电流开通和零电压关断。其具体形式如图4.4-1所示。归结起来，单端逆变电路使用直流电源和单个功率器件的通断为负载所在支路提供含有交变分量的电压/电流激励，在适当的负载匹配下产生谐振，利用谐振过程中电压/电流极性改变的性质，通过变压器将交流形式的电能耦合、传递到负载。它使用功率器件少，采用负载谐振换流，输出交流电压频率和器件开关频率一致，与负载情况相关，器件电压、电流峰值比较大，

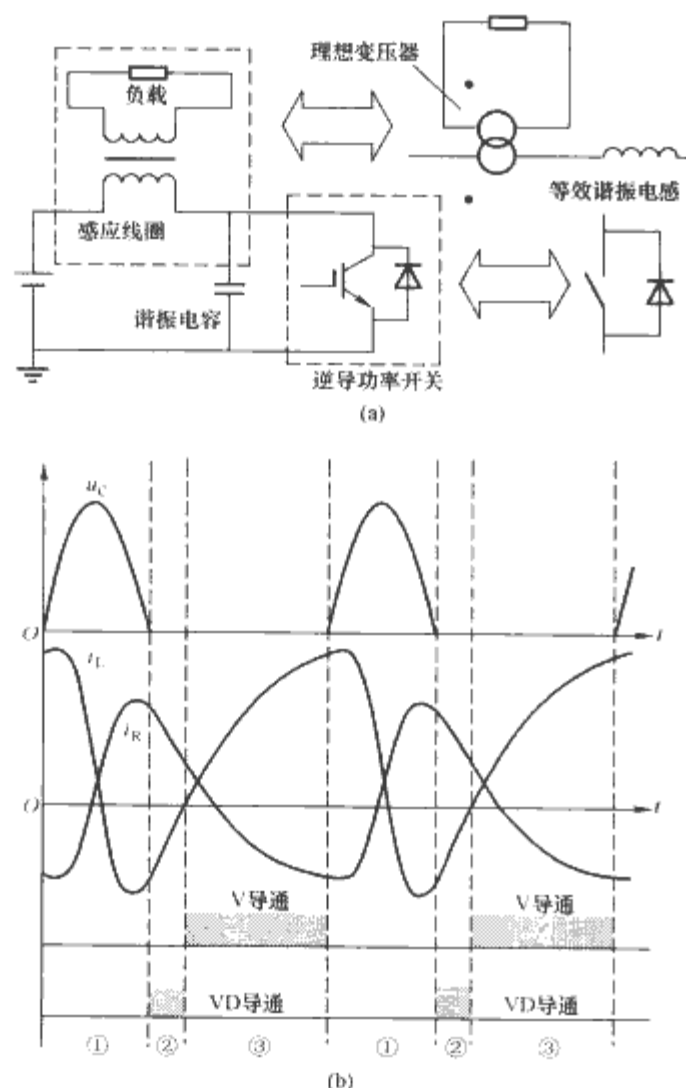


图4.4-1 典型单端谐振逆变器原理图和基本工作过程
(a) 单管逆变的实际电路之一；(b) 电路工作过程波形示意

负载电压畸变比较大，适用于感应加热、家用电热器等输出功率较小、频率较高，对输出谐波要求不高，对成本控制要求严格的场合。

1.2 推挽（push-pull）逆变

图4.4-2所示为一典型电压源推挽式逆变电路结构，电源经一个三绕组的变压器以及两个功率开关交替向负载提供能量，通过变压器绕组同名端和开关时序的安排，输出电压极性在一个输出周期中可以改变一次或者多次，实现直流向交流的转换，具体分析不再赘述。推挽逆变电路在电源端回路中任意时刻都只有一个功率半导体器件，因器件压降所致损耗较少，且变压器具备电压匹配能力，特别适用于低压大电流输入、较高交流电压输出的场合；由于变压器的非理想特性，漏感储能导致推挽结构功率开关耐受电压可能远高于理论上的两倍输入电压值，对变压器制造工艺、关断辅助电路等要求较高，在采用高频调制技术时，变压器励磁为工频基波+高频谐波的模式，对磁性材料要求很高。这些特点决定它一般应用于中、小功率场合。

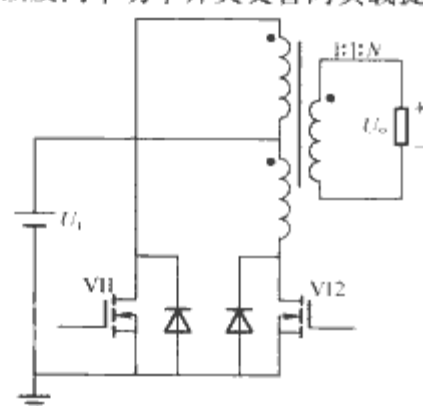


图4.4-2 典型推挽逆变器原理图

1.3 桥式（bridge type）逆变

基本的电压源桥式逆变结构如图4.4-3所示，两组功率开关串联跨接于电源，成为一个桥臂，以其串联中点为输出点。显然，按照不同开关的通断组合，桥臂可以将它所跨接的两个不同电位作为输出，合理安排不同的桥臂输出电位可生成有正有负的输出电压，这是桥式逆变电路实现电源极性变换的直观基本原理。桥式电路是逆变器中得到最广泛应用的拓扑形式，其器件电压耐受值较低（理论上与电源电压一致），控制、组合灵活，在自换流或者负载换流模式都可以工作，不依赖变压器参与逆变，适应性非常广泛。桥式电路的形式多种多样，实际逆变器多以之为基本结构加以变化组合，如半桥、全桥、三相桥、多相桥、多电平桥式电路、多

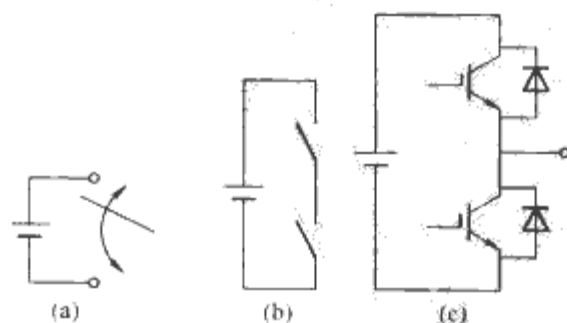


图4.4-3 桥式电路的基本拓扑结构和实现形式
(a) 拓扑一；(b) 拓扑二；(c) 实现形式

重化桥式电路等，具体电路在后续内容中还会详细加以分析。

2 方波逆变

电压源单相方波逆变电路可能是推挽式或者桥式的，由于桥式电路的广泛适应性，本节以桥式电路为例进行分析。两者都能够实现方波逆变功能，工作原理类似而略有差异，半桥电路较简单，全桥较复杂而变换容量较大。电路分析前先作以下假定。

器件特性理想：开关功率器件无损耗、无时延，开关状态切换瞬间完成，随着半导体技术进步，实际器件特性越来越接近理想情况。

电源特性理想：逆变能量来源为理想直流电压源，实际电路中这样的特性是由低内阻大容量直流母线电容来逼近的。

负载特性理想：逆变电路负载为理想线性元件，其中的电阻无寄生电感和电容，电抗器无损耗和饱和，电容器等效串并联电阻和电感。一般实际线性负载可以等效为上述元件模型的组合。

电路特性理想：逆变电路不存在分布、寄生参数，原理图中的连接线对任意频率的电激励均呈现为零阻抗。在实际电路中，这样的特性可以通过材料和布局的改善来趋近。

可以看到，以上理想特性假设目的在于简化电路分析，与实际情况有所差别，需要的时候可以运用相应电工基础理论知识加以修正。

2.1 单相方波逆变

全桥（又称 H 桥）和半桥单相方波逆变电路如图 4.4-4 (a)、(b) 所示，两路占空比为 50% 的周期互补信号分别控制半桥的上下开关管 V_P 、 V_N 或者全桥的两组斜对角功率开关 V_1 、 V_3 及 V_2 、 V_4 ，均可以输出交变方波电压，本节以常见的电感性负载（电感与电阻串联）全桥逆变电路为例进行分析。

2.1.1 输出电压分析

按图 4.4-4 (c) 所示，逆变电路输出电压为 u_o ，这是一个频率为 f ，正负幅值均为 U_d 的交变方波电压，将其傅里叶展开，得

$$u_o = \sum_n \frac{4U_d}{n\pi} \sin n\omega t (n = 1, 3, 5, \dots) \quad (4.4-1)$$

其中 $\omega = 2\pi f$ 。

输出电压的基波峰值为

$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} \approx 1.273U_d \quad (4.4-2)$$

其有效值为

$$U_{ol} = \frac{U_{o1m}}{\sqrt{2}} \approx 0.900U_d \quad (4.4-3)$$

基波电压增益为

$$A_V = \frac{U_{ol}}{U_d} \approx 0.900 \quad (4.4-4)$$

2.1.2 换流过程分析

按图 4.4-4 (a) 中所标电压电流参考方向，假定电路已经进入稳态。在 t_0 时刻， V_1 、 V_3 被门极驱动信号触发导通，同时 V_2 、 V_4 因门极驱动信号撤除而关断，输出电压为 $+U_d$ ，由于负载的电感性，负载电流并不与输出电压同相，而是滞后一个角度，在输出电压变为正开始的一段时间内负载电流仍然为负，这意味着 t_0 时刻负载电流从 V_2 、 V_4

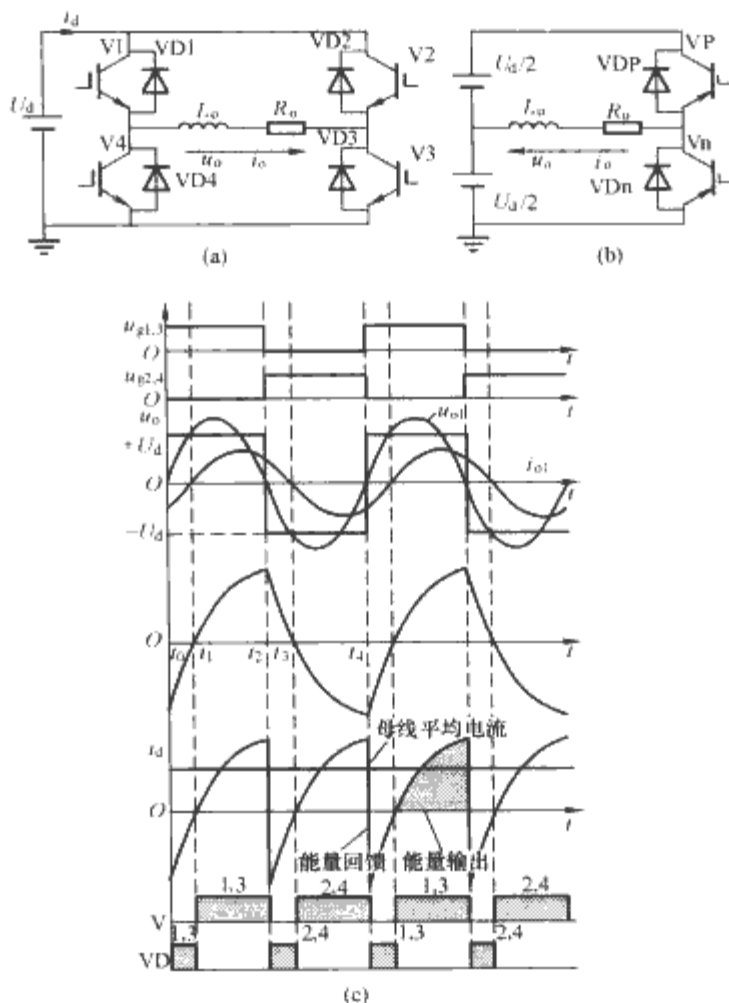


图 4.4-4 单相方波逆变电路工作原理与基本波形

(a) 全桥逆变电路；(b) 半桥逆变电路；

(c) 全桥方波逆变基本波形

强制切换到桥臂对管 V_3 、 V_1 的反并二极管 VD_3 、 VD_1 ，负载电感的磁场储能向直流母线回馈，负载电流绝对值按指数规律下降，直到负载电流过零。负载电流由开关管向桥臂对管反并联二极管转移或者是由续流二极管向桥臂对管转移的过程叫做强制换流。在非纯阻性负载的情况下，负载电流与输出电压存在相位差，在两者方向不一致的时候改变开关状态，若负载电流滞后，电流将从开关管转移到二极管，若负载电流超前，电流将从续流二极管转移到开关管。强制换流的发生使得电流流通路径变化，电路等效拓扑改变。

图 4.4-4 (a) 中电路工作顺序为： t_1 时刻负载电流到达零值并开始转变方向与输出电压同极性，电流从桥臂二极管 VD_1 、 VD_3 自然转移向同一位置的功率开关 V_1 、 V_3 。此后负载电压电流同方向，能量从直流母线向负载传递，负载电流仍按指数规律上升，直到开关状态改变。到 t_2 时刻，控制信号改变，将 V_1 、 V_3 关断， V_2 、 V_4 导通，此时电路重复了与 t_0 时刻对称的换流过程——负载电流从由 V_1 、 V_3 承载强制转移到 V_2 、 V_4 的反并联二极管 VD_2 、 VD_4 ，随后是电流在 t_3 时刻过零、换向，在 t_4 时刻电路回到与 t_0 时刻完全一致的状态，完成一个周期的换流过程。电流在功率开关管及其自身反并联续流二极管之间的相互转移叫做自然换流。跟强制换流相对偶，方波逆变电路在负载电流滞后情况下自然换流是从反并二极管到功率开关，在负载电流超前情况下自然换流是从功率开关到反并二极管，自然换流并不改变电路的等效拓扑。

2.1.3 方波逆变电路的特点

(1) 上述典型方波逆变电路输出为交变方波，与负载性质无关，在电路、参数确定的情况下，输出电压形状和幅值都不可调节。当然，负载性质可以影响输出电流的波形、幅值。要对方波逆变输出电压进行调节，可以有两种办法：一

是调节直流母线电压，这可以通过采用相控整流或者整流后加一直流变流器来实现；另一种方法是通过移相进行调压。移相调压可以是两套方波逆变器通过变压器进行输出串联移相调压，也可以使用所谓相移调压全桥逆变电路，在后续内容中会对此加以讨论。

(2) 输出电压谐波含量丰富。方波输出除基波外还包含奇次谐波，由式(4.4-1)可知，第 n 次谐波的幅值与其频率成反比，相对基波幅值的标幺值为

$$C_n = \frac{1}{n} \quad (4.4-5)$$

其总谐波失真度 THD (Total Harmonic Distortion) 定义为

$$THD = \frac{1}{U_{01m}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{n1m}^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2} \quad (4.4-6)$$

显然，如果忽略较高次谐波（不计19和19次以上谐波），将 C_n 列表见表4.4-1，并按照式(4.4-6)计算得方波逆变输出 THD 约为45.2%。这一谐波水平显然是不能满足很多交流负载要求的。

表 4.4-1 单相方波逆变的低次谐波分布

谐波次数 n	3	5	7	9	11	13	15	17
C_n	0.333	0.200	0.143	0.111	0.091	0.077	0.063	0.059

(3) 直流电压利用率较高。前面提到了基波电压增益的概念，这个数值的物理意义是表示一定幅值的直流电压可以逆变产生多高的交流输出电压基波有效值，因此又被称为直流电压利用率。方波逆变器的直流电压利用率达到0.9，从后续分析将会看到，它的电压利用率与其他种类逆变器比较是相当高的。

由以上对方波逆变器特点的分析，可以总结出逆变电路的几项基本性能指标：

- (1) 输出频率和幅度调节能力。
- (2) 输出谐波含量与分布。
- (3) 输入电流情况。
- (4) 直流电压利用率。

实际上，方波逆变还有一类重要的形式：负载谐振逆变，典型代表是电压源输入的串联负载谐振逆变器以及电流源输入的并联负载谐振逆变器，这类逆变器被广泛应用到感应加热等场合，其工作原理、换流过程与上述方波逆变近似而略复杂，不再此详细叙述，有兴趣的读者可参考文献或自行分析。

2.1.4 全桥相移式调压逆变电路

典型方波逆变电路自身不具备输出电压调节能力，全桥相移逆变可以在方波逆变基础上，不改变主电路，调节输出电压。如图4.4-5(a)所示，以直流母线中心抽头为电位参考点，两组共用直流母线的半桥电路能够产生两路交变方波输出，这两路输出的基波矢量相对角度 α 可以调节，其差矢量幅值随 α 变化而变化，显然，当 α 为0时两路输出之差幅值最小，为零； α 为 π 时输出之差幅值最大，为各自的2倍， α 在此之间连续变动就可以从零到最大值连续调节两路输出电压之差。如果将负载接在这样两个半桥的输出端，那么在其两端就可以产生可调节交变电压，实现调压逆变。在这种情况下母线中心抽头仅仅是一个电位参考点，与电路运行没有直接关系，可以将其省略，电路简化为与一般全桥方波逆变电路完全相同的拓扑，所不同的只是各开关管门极驱动信号安排有了区别，两个桥臂各自使用一组同频率的占空比50%的互补方波信号驱动，以它们之间的角度差变化来调节输出电压。可以看到，半桥电路不能使用移相调压控制。

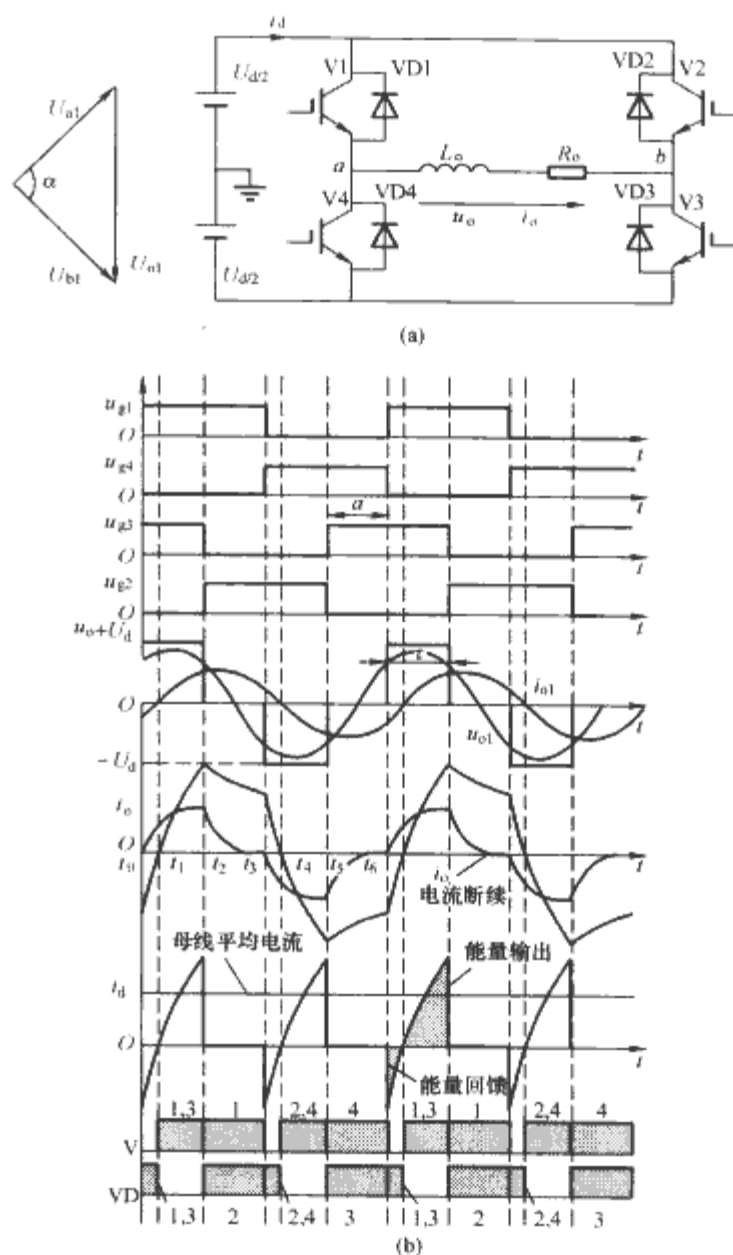


图 4.4-5 方波移相调压逆变电路工作原理与基本波形
(a) 两个半桥方波逆变的输出电压移相组合电路和基本矢量图；(b) 移相方波逆变电路的基本波形

全桥移相方波逆变调压方式的换流过程分析和输出电压分析比典型方波逆变情况略为复杂，在图4.4-5(b)中简单列出基本工作过程，读者可自行分析。

2.2 三相方波逆变

出于配电负载平衡的要求以及用电器本身特性，大容量逆变器一般采用三相结构。与单相逆变类似，三相逆变器也有方波逆变的形式，以下先以最简单的三相半桥逆变电路为例对三相方波逆变基本原理进行分析。图4.4-6(a)所示为三相半桥逆变器的主电路结构，它是由直流电源和三组桥臂组成的。在分析之前假定如下：电路理想特性如前述情况，另外，假定负载为星形联结，三相输出点分别为U、V、W，负载连接中点为O，三相对称，以直流电位中点为电压参考点。各桥臂上下驱动脉冲互补，为0.5占空比方波（导通角为180°，尚有导通角120°的三相方波逆变方案，可自行分析），臂间驱动脉冲在相位上互差120°，如图4.4-6(b)所示。

2.2.1 电路工作模式

按照上述门极驱动时序，三相半桥电路任一时刻都有且只有三个主开关导通，分别是两个上管一个下管或者一个上管两个下管。出于对称性只考察前一种情况，电路可能有四种工作状态：三个主开关载流，电流从直流母线流向逆变

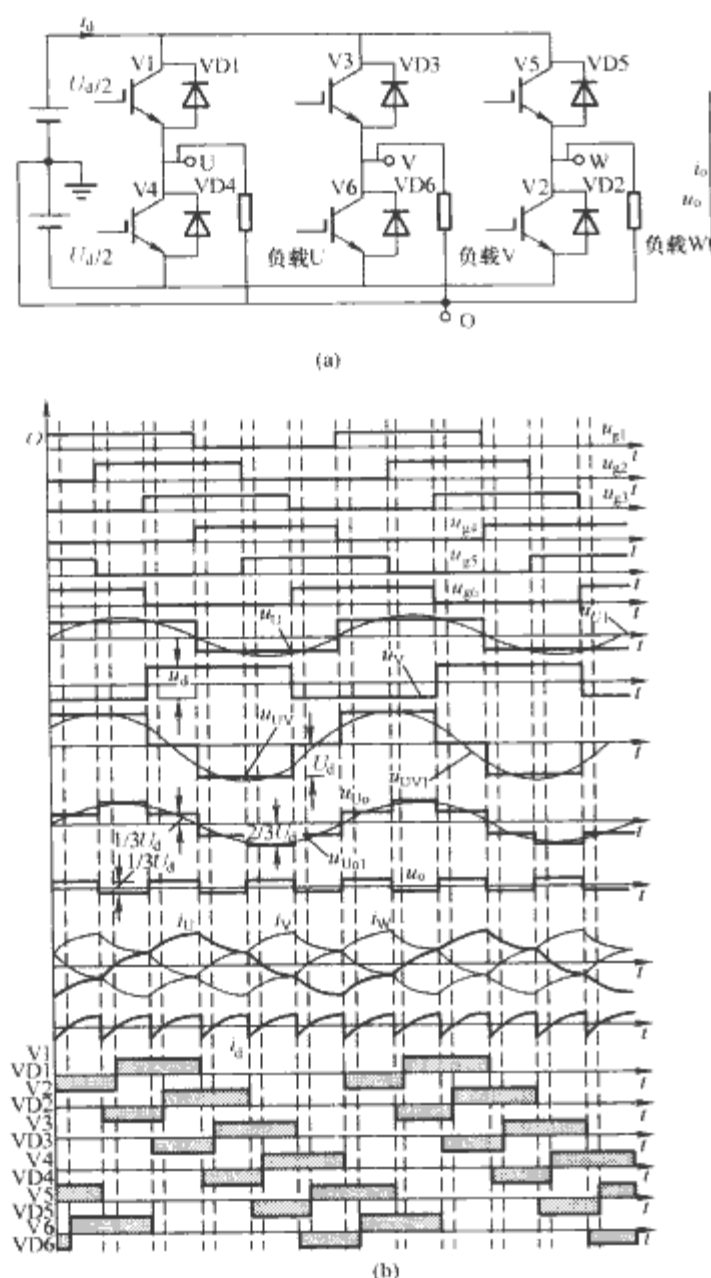


图 4.4-6 三相半桥方波逆变器主电路与基本原理波形

(a) 三相半桥逆变主电路结构;

(b) 三相半桥方波逆变电路的原理波形

器;两个主开关和一个续流二极管载流,电流从直流母线流向逆变器;一个主开关和两个续流二极管载流,电流从逆变器流向直流母线;三个续流二极管载流,电流从逆变器流向直流母线如图 4.4-7 所示。三相半桥各工作状态的出现与电路控制模式和负载特性都有关,第四种状态见于其他逆变控制模式,三相方波逆变接无源负载只出现前三种电路状态,

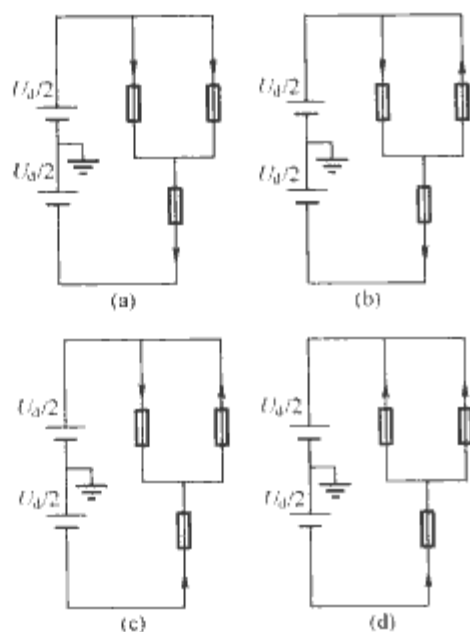


图 4.4-7 三相逆变电路的不同工作模式

(a) 模式一; (b) 模式二; (c) 模式三; (d) 模式四

其中第一状态见于纯电阻负载情况,第二、三状态见于感性负载情况。由电工基础理论知识不难证明,三相线电压加之于不同性质的星形三相对称负载,得到的相电压是一致的,因此在对称负载星形联结的情况下,可以从纯电阻负载分析得到相电压波形,再进行各种性质负载的相/线电流分析。

2.2.2 输出电压分析

相对直流电位中点,三相半桥方波逆变器各桥臂输出电压为 $\pm 1/2 U_d$ 的方波;输出线电压为三电平波形: $\pm U_d, 0$;输出相电压为四电平波形: $\pm 1/3 U_d, \pm 2/3 U_d$ 。感性负载三相方波逆变基本原理波形示意图 4.4-6 (b)。可见三相方波逆变输出线电压和相电压都呈半波对称奇函数特性,按照与单相方波逆变类似的方法,可将其进行傅里叶级数展开

$$u_{Uo} = \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right) \quad (4.4-7)$$

$$u_{UV} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{5} \sin 5 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \sin 7 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{11} \sin 11 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \dots \right] \quad (4.4-8)$$

其中 $\omega = 2\pi f$, f 为开关频率。

由上述式 (4.4-7) 和式 (4.4-8) 以及波形,可计算得到输出相电压基波峰值、基波有效值以及相电压有效值分别为

$$U_{Uo1m} = 0.637U_d \quad (4.4-9)$$

$$U_{Uo1} = 0.450U_d \quad (4.4-10)$$

$$U_{Uo} = 0.472U_d \quad (4.4-11)$$

输出线电压基波峰值、基波有效值以及线电压有效值分别为

$$U_{UV1m} = 1.10U_d \quad (4.4-12)$$

$$U_{UV1} = 0.780U_d \quad (4.4-13)$$

$$U_{UV} = 0.817U_d \quad (4.4-14)$$

可以看到,输出线电压基波幅值/有效值为相电压基波幅值/有效值的 1.732 倍,相位相差 30° ,两者都不包含 3 的整数倍次谐波成分,特性与一般三相系统一致。

2.2.3 输出与输入电流分析

三相方波逆变的输出相电压和线电压都是台阶形状周期变化波形,输出电流可根据电压解析表达和负载性质进行稳态计算,也可以分段进行瞬态分析。逆变器输入电流是输出电流的搬移、反转和叠加,与逆变工作模式以及负载特性有关。当逆变电路接纯电阻负载时,三相半桥电路所有功率开关中的反并联二极管全都不会导通,逆变器从直流母线吸取无脉动的直流电流。在常见的感性负载下,逆变器在吸取直流电流外还将与母线交换交流无功电流,如图 4.4-6 (b) 中 i_d 所示,三相桥上三管或下三管中单只功率开关工作且反并二极管载流时段就是无功电流向母线回馈时段。这一脉动的基波频率是输出相/线电压频率的 6 倍。

2.2.4 三相方波逆变电路的特点

三相方波逆变电路与单相方波逆变有类似特点:

(1) 输出电压谐波含量高,尤其低次谐波成分丰富。由式 (4.4-7) 可计算得到三相方波逆变输出相电压 THD 约 26%,在谐波敏感场合不能满足要求。

(2) 输出电压不可调,相应解决方案是传统的相控整流,相控整流后接直—直变流器,或者采用下面提到的三相全桥逆变电路。

(3) 直流电压利用率不高。按照单相的定义,以输出线

电压基波有效值与直流母线电压之比为直流电压利用率

$$A_V = 0.780 \quad (4.4-15)$$

2.2.5 三相全桥方波逆变电路

三相全桥逆变器方案是针对三相半桥逆变电路存在的问题提出的,其主电路如图4.4-8所示。三相全桥逆变电路是用三个变压器将共母线的三组全桥逆变输出加以组合获得三相输出的结构,这种结构的优点和缺点都很明显,它使用了较多元器件,控制更复杂;输出经变压器匹配组合,能够发挥全桥电路移相调压的功能,输出电压控制灵活,且每相电压独立可调,适应三相负载不平衡的应用场合。

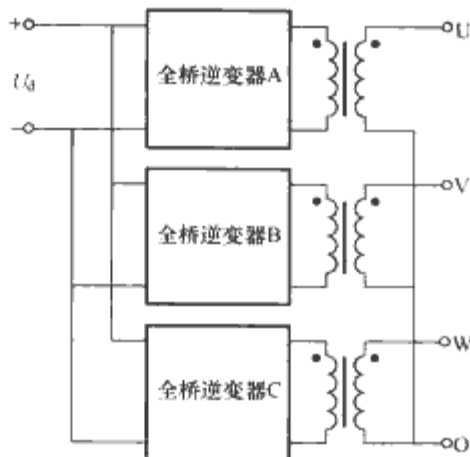


图 4.4-8 接成星形输出的三相全桥逆变器拓扑

3 SPWM 逆变

方波逆变采用功率开关工频交替变化输出极性的方式将直流输入变换为交流输出,其变换效果与生产生活中常见的正弦交流电源有较大差异,谐波成分丰富,尤其低频谐波含量高,在许多场合不能够满足负载需求。正弦波脉冲宽度调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 是实现电力电子静止逆变器正弦交流输出的常用方法,它通过正弦调制波与三角载波相比较来获得逆变电路的开关时序安排,在主电路基本一致的情况下,可以将负载不需要的输出谐波推向高频(如开关次或开关整倍次),使得理论上输出经过一定的滤波措施即可得到纯净正弦波。

3.1 单相 SPWM 原理与性能

PWM 控制的逆变电路采用幅值、极性周期性变化的调制波,输出电压基波也将具备同样性质。SPWM 采用标准正弦波作为 PWM 调制波,是目前运用最为广泛的逆变控制技术,其基本原理又可分为单极性和双极性调制两类,以下进行介绍分析。

3.1.1 双极性 SPWM 逆变电路

单相 SPWM 逆变电路主电路拓扑与全桥方波逆变电路或者全桥移相逆变电路无异,见图 4.4-9 (a),负载、分析假定同前所述。SPWM 采用的调制波为正弦波,其表达式为

$$u_s = U_{sm} \sin \omega t \quad (4.4-16)$$

载波 u_c 是峰-峰值为 $2U_{cm}$ 频率为 f_c 的三角波,其中 $\omega = 2\pi f$ 为逆变器输出基波角频率。定义幅度调制比为

$$m_a = U_{sm} / U_{cm} \quad (4.4-17)$$

频率调制比为

$$m_f = f_c / f \quad (4.4-18)$$

全桥对角功率开关采用相同控制信号,具体控制逻辑是:当 $u_s > u_c$, 允许 V1、V3 导通,反之则允许 V2、V4 导通。于是,电路工作基本波形图如图 4.4-9 (b) 所示。在双

极性 SPWM 模式下,电路换流情况与方波逆变类似,一般在对角主开关载流和另一对角二极管续流两种模式间强制切换,在输出电流极性变化时才会出现桥臂内自然换流。这种调制控制方式的每个主电路开关周期内输出电压波形都会出现正和负两种极性的电平,所以叫做双极性 SPWM。

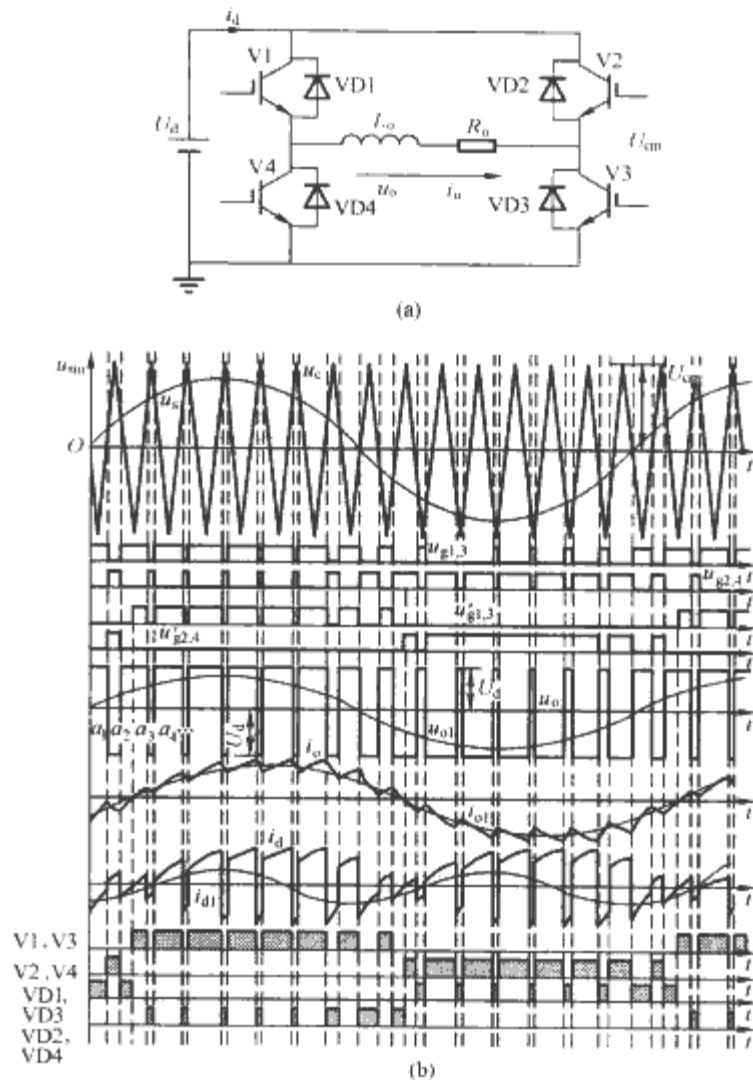


图 4.4-9 桥式双极性 SPWM 逆变基本原理示意图

(a) 全桥双极性 SPWM 逆变主电路;

(b) 双极性 SPWM 逆变电路基本波形示意图

输出电压调节原理:

图 4.4-9(b) 所示为 $m_f = 15$, $m_a = 0.8$ 的单相全桥双极性 SPWM 逆变电路基本波形,将图 4.4-9(b) 中两路控制信号加之于半桥逆变电路的上下两开关也能够实现相类似功能。假定频率调制比为奇数,这时的输出电压 u_o 是一个半波对称的奇函数,即 $u_o(t) = -u_o(-t)$ 且 $u_o(t) = -u_o(t + 0.5/f)$,这样的波形不包含偶次谐波,对 u_o 进行傅里叶展开,其余项系数均为零。实际上单相 SPWM 的频率调制比往往选择为奇数,且调制波和载波极性安排最好能够以相反的方向过零。如果同向过零,在零点附近调制波斜率达到最大,可能有较长时段与载波幅值相近,在实用中抗干扰性能差。则

$$u_o = \sum_n B_n \sin n\omega t \quad (n = 1, 3, 5, \dots) \quad (4.4-19)$$

其中

$$B_n = \frac{4U_d}{\pi} \left[\int_0^{a_1} \sin n\omega t \, d\omega t - \int_{a_1}^{a_2} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{a_2}^{a_3} \sin n\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{a_{m/2-1}}^{a_{m/2}} \sin n\omega t \, d\omega t \right] = \frac{4U_d}{n\pi} \times (1 - 2\cos na_1 + 2\cos na_2 - 2\cos na_3 + \dots + 2\cos na_{m/2}) \quad (4.4-20)$$

式(4.4-20)中各开关角 a_i 如图 4.4-9(b) 所示,表示在输

出电压基波前四分之一周期内 u_o 极性翻转的各时刻点。由此可以计算输出电压的各次谐波幅值。据此考察方波逆变的情况, 相当于 $m_f=1$, 式(4.4-20)中除第一项积分范围为 $0^\circ\sim90^\circ$ 有效, 其余项均无, 所得结果和方波逆变章节中谐波分析结论一致。改变 m_a 可以改变各开关角的分布, 从而达到调节输出电压的目的。结合 SPWM 载波、调制波的解析表达式和式(4.4-19), 输出电压谐波可以精确计算, 在 m_f 很大、 m_a 变动的情况下, 这样的计算是比较烦琐的, 在 m_f 不是奇数甚至不是整数的情况下就更加复杂。理论分析与实际测试表明, 在较大的频率调制比下(载波频率远高于调制波基波频率), m_f 不是奇数或者不是整数的输出谐波情况和以上典型分析差别很小。工程上对 SPWM 逆变通常采用电压平均值模型进行输出基波电压计算, 而不采用上述精确而繁复的解析分析。

根据惯性环节脉冲激励面积等效原理, 在频率调制比很大, 幅度调制比小于 1 前提下, 可以简化分析 SPWM 的输出特性如下, 即输出电压基波幅值

$$U_{o1m} = m_a U_d \mid_{m_a \leq 1} \tag{4.4-21}$$

在幅度调制比不超过 1 的时候, 双极性 SPWM 的输出电压基波幅值与幅度调制比成正比, 呈现严格线性关系, 沿用方波逆变的概念, 按方波逆变输出电压基波进行归一化, 有

$$C_1 = \frac{U_{o1m}}{4U_d/\pi} = \frac{\pi}{4} m_a = 0.7854 m_a \tag{4.4-22}$$

直流电压利用率

$$A_V = \frac{U_{o1}}{U_d} = 0.7071 m_a \tag{4.4-23}$$

实际上, SPWM 的定义并没有要求幅度调制比一定小于 1, 在 $m_a>1$ 时叫做过调制, m_a 的增长可以使输出电压波形“缺口”减少, 基频分量幅值进一步增长。幅度调制比趋向于无穷大时, 电路工作情况就将退化为方波逆变的情况。因此, 提高 m_a 并不能无限制提升直流电压利用率, 而是以方波逆变的情况为上限。在幅度调制比超过 1 区间, 直流电压利用率(或 C_1)与幅度调制比呈现单调非线性相关特性, 在调制比达到和超过一定值后, 保持为方波输出特性, 不再增加。过调制除了带来直流电压利用率的有限增加, 还导致输出电压低次谐波大量出现(与方波输出类似的 3、5、7 等奇数次低次谐波), 这与非过调方式谐波分布形成鲜明对比, 与 SPWM 初衷是有一定矛盾的, 因此, 过调制只在强调直流电压利用率而对谐波要求不是很高的场合有所应用。

输出电压谐波分析:

上面分析了单相全桥双极性 SPWM 逆变器的输出电压基波调节性能, 下面就其谐波分布作一定描述。根据理论分析和计算, 单相双极性 SPWM 输出频谱包含以下成分:

(1) 基波成分, 如前所述。

(2) 开关次中心谐波, 谐波次为 m_f , 随着幅度调制比增加, 其幅值相对直流母线电压的归一化比值从最大值有所跌落。

(3) 各边带谐波。边带是指以 m_f 的整数倍次谐波为中心, 附近渐次衰减的上下边带谐波。按照分析假定, 频率开关次谐波为奇数, 输出不含偶次谐波, 则各边带谐波次数为

$$h = jm_f \pm k \tag{4.4-24}$$

式中: j 和 k 不能同时为奇数或者偶数, 以保证 h 为奇数。

此外, 在过调制情况下输出电压还包含比较丰富的低奇数次谐波, 其极端情况就是方波逆变的输出情况, 不再赘述。

当频率调制比较高时(一般指载波频率远大于调制波频

率), 图 4.4-10(a)绘制了 $m_a=0.8$ 时单相双极性 SPWM 逆变输出电压的频谱图, 图 4.4-10(b)则给出其主要谐波随幅度调制比变化的曲线。表 4.4-2 给出了在线性调制区不同幅度调制比下单相全桥双极性 SPWM 的各主要输出频率成分的幅值对直流电压 U_d 的归一化比值。

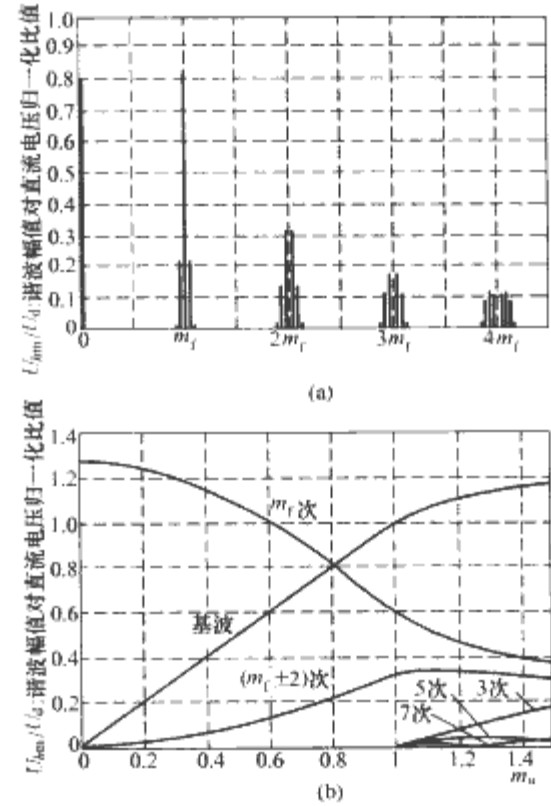


图 4.4-10 单相双极性 SPWM 的输出谐波分布
(a) $m_a=0.8$, $m_f \gg 1$ 时单相双极性 SPWM 逆变输出电压的频谱图; (b) 双极性 SPWM 主要谐波随幅度调制比变化曲线

表 4.4-2 $m_f \gg 1$ 时双极性 SPWM 输出电压主要谐波分布(幅值对直流电压归一化比值)

$m_a \backslash h$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

由上述图 4.4-10 和表 4.4-2 可以看到, 双极性 SPWM 在线性调制区产生的输出电压最靠近基频的谐波是 $j=1$ 时的下边带, 因为这一边带群衰减很快, 值得考虑的最低次谐波大致为 $h=m_f-2$ 次, 频率调制比越高, 它与基波在频率上相隔越远, 同样幅值的谐波就越容易被滤除, 这就是 SPWM 改善输出谐波性能的基本手段。频率调制比, 也就是

开关频率，也不是越高越好，因为高的开关频率也会带来高的电磁干扰、开关损耗，从而降低变换性能、效率，而且高电压/电流额定值的功率开关元件的开关速度仍然是很有限的。所以选择 SPWM 开关频率应按器件能力、听觉噪声要求以及系统性能进行权衡折中。

输入电流情况：

如图 4.4-9 (b) 中 i_d 所示，直流电源向双极性 SPWM 全桥逆变器提供的电流包含直流分量、交流基波分量（这个分量的频率是输出电压/电流基波频率的 2 倍）以及开关次整数倍及其边带次的高频分量，在这些频率成分中，直流部分是向负载提供有功功率，其余成分使得直流电源周期性吞吐能量，为无功电流。

双极性 SPWM 的特点和存在的问题：

从上述分析可以看到，与方波逆变或者移相调压全桥逆变相比较，双极性 SPWM 逆变电路输出电压调节方便，输出谐波性能较好，但存在以下弱点：

- (1) 直流电压利用率低。
- (2) 器件开关损耗/电磁兼容问题较工频方式严重。
- (3) 桥臂互补工作模式的可靠性问题，桥臂拓扑存在上下管“直通”风险，在高频工作条件下尤甚。

3.1.2 单极性 SPWM 逆变电路

单极性 SPWM 的主电路结构和一般全桥逆变器一致。单极性 SPWM 因其每个开关周期（载波周期）内逆变输出电压只有零电平和一个正或负电平而得名，与双极性 SPWM 相区别，由于半桥电路无法产生零电平输出，这种逆变方式不适用于半桥电路。

脉冲的产生和分布：

单极性 SPWM 逆变电路主电路以全桥拓扑为例进行分析，负载、分析假定同上节所述。SPWM 应当说仍采用正弦波为调制波，三角波为载波，但按调制波每半周期对调制波本身或者载波进行一次极性反转，本节采用调制波翻转、载波为正幅值三角波的解说模型，如图 4.4-11 所示，其表达式为

$$u_s = |U_m \sin \omega t| \quad (4.4-25)$$

区别于双极性 SPWM，这里载波 u_c 是峰—峰值为 $0 \sim U_m$ 、频率为 f_c 的三角波，其中 $\omega = 2\pi f$ 为逆变器输出基波角频率。幅度调制比和频率调制比定义与双极性 SPWM 分析相同。

全桥电路两个桥臂之一采用载波频率的互补控制信号，在调制波基波的 $0 \sim \pi$ 相，当 $u_s > u_c$ ，允许 V3 导通禁止 V2 导通，反之则允许 V2 导通禁止 V3 导通，在调制波基波的 $\pi \sim 2\pi$ 相，当 $u_s < u_c$ ，允许 V2 导通禁止 V3 导通，反之则允许 V3 导通禁止 V2 导通；另一桥臂开关则按调制波基波进行工频互补开关，即在调制波基波的 $0 \sim \pi$ 相位允许 V1 导通禁止 V4 导通，在 $\pi \sim 2\pi$ 相位允许 V4 导通禁止 V1 导通……如此循环。于是，电路工作基本波形图如图 4.4-11 所示。

在单极性 SPWM 模式下，电路有三种工作模式：V1、V3（或者其反并二极管）载流，输出电压为正；V2、V4（或其反并二极管）载流，输出电压为负；桥臂上侧或下侧一个主功率开关和另一臂同侧续流二极管载流，例如 V1、VD2 载流，输出电压为零，或者 V2、VD1、V3、VD4、V4、VD3 载流，都是类似情况。这种调制控制方式下每个主电路开关周期内输出电压在正和零（或负和零）间跳变，正负两种电平输出不会同时出现在同一开关周期内，固称单极性 SPWM。

输出电压调节原理：

图 4.4-11 所示为 $m_f = 16$ ， $m_a = 0.8$ 的单相全桥双极性 SPWM 逆变电路基本波形。单极性 SPWM 频率调制比为偶数时输出电压 u_o 是一个半波对称的奇函数，对其进行的输出基波及谐波电压分析与双极性情况类似。

平均值模型仍然适用于单极性 SPWM 输出电压基波的分析，经过简单分析可以发现，单极性和双极性 SPWM 具有完全相同的输出基波电压调节性能。

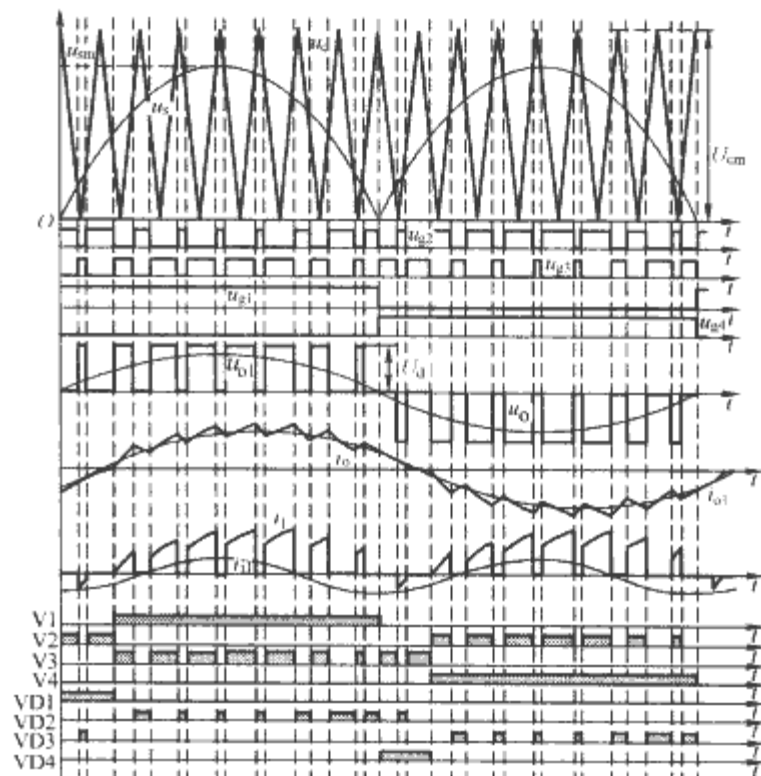


图 4.4-11 单极性 SPWM 逆变中的基本波形

输出电压谐波分析：

根据理论分析和计算，单极性 SPWM 输出频谱包含以下成分：基波成分，如前所述；以开关次为中心的各边带谐波，边带是指以 m_f 的整数倍次谐波为中心，附近渐次衰减的上下边带谐波。按照分析假定，频率开关次谐波为偶数，输出不含偶次谐波，则各边带谐波次数为

$$h = jm_f \pm k \quad (4.4-26)$$

式中： k 为奇数，以保证 h 为奇数。

此外，在过调制情况下输出电压还包含比较丰富的低奇数次谐波，其极端情况仍是方波输出情况，不再赘述。

当频率调制比较高时，图 4.4-12 (a) 绘制了 $m_a = 0.8$ 时单极性 SPWM 逆变输出电压的频谱图，图 4.4-12 (b) 则给出其主要谐波随幅度调制比变化的曲线。可以看到，就基波性能（输出电压调节性能）而言，单极性 SPWM 和双极性 SPWM 完全一致，而它在非过调制情况下的高次谐波性能明显优于双极性调制情况：开关次整数倍谐波消除，值得考虑的最低次谐波为一倍开关频率的下边带谐波 [如 $(m_f - 1)$ 次]，幅度比双极性调制下频率相近的 m_f 次谐波幅度小得多，所需滤波器可以较小。

输入电流情况：如图 4.4-11 中 i_d 所示，与双极性模式类似，直流电源向单极性 SPWM 全桥逆变器提供的电流包含直流分量、交流基波分量（这个分量的频率是输出电压/电流基波频率的 2 倍）以及开关次整数倍及其边带次的高频分量，在这些频率成分中，由于单极性工作模式中有由功率开关管将负载“短路”的等效情况，负载电流以开关频率向直流电源回馈的情况大大少于双极性调制工作，这使得单极性 SPWM 逆变直流电源电流的开关次谐波太小于双极性情况。

单极性 SPWM 虽然在输出电压和电源电流谐波性能上

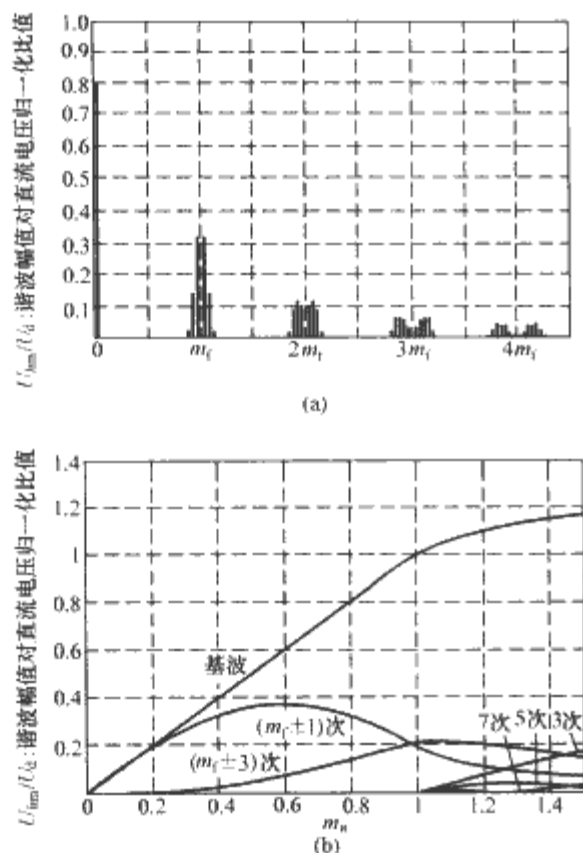


图 4.4-12 单极性 SPWM 的输出谐波分布
(a) $m_a=0.8$, $m_f \gg 1$ 时单极性 SPWM 逆变输出电压的频谱图; (b) 单极性 SPWM 主要谐波随幅度调制比变化曲线

优于双极性 SPWM, 但其运行基本原理是类似的, 前面提及双极性电路的特点基本上仍存在于单极性电路中。

3.2 三相 SPWM 原理与性能

以三相半桥为例, 三相 SPWM 逆变主电路结构与三相方波逆变电路相同, 如图 4.4-6 (a) 所示。分析假定与方波逆变一致。

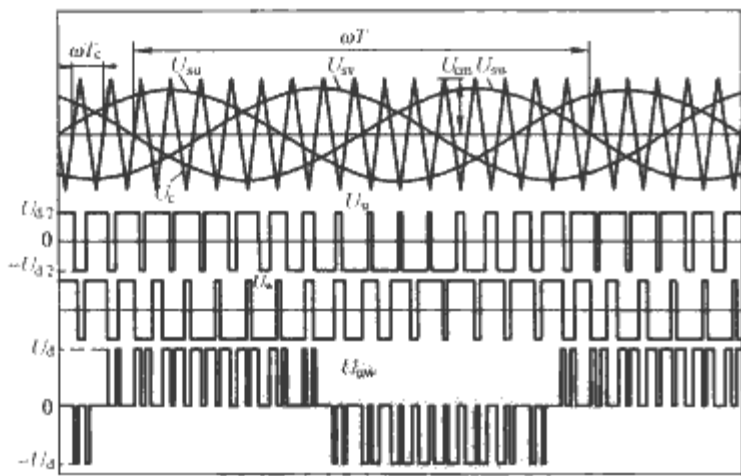


图 4.4-13 三相半桥 SPWM 基本原理波形示意图

控制脉冲的产生和时序分布;

比照单相 SPWM 逆变情况, 三相 SPWM 载波仍为频率 f_c (周期 T_c) 幅值 U_{cm} 的三角波。调制波是三组频率为 f (周期 T), 幅度为 U_{sm} , 相位上互差 $2\pi/3$ (120°) 的标准正弦波, 解析表达为

$$\left. \begin{aligned} u_{su} &= U_{sm} \sin \omega t \\ u_{sv} &= U_{sm} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{sw} &= U_{sm} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.4-27)$$

其中 $\omega = 2\pi f$, f 为逆变输出角频率。SPWM 的幅度调制比、频率调制比定义同单相情况。三组桥臂各由相应调制波

与载波比较产生的互补矩形脉冲系列控制, 输出电平相对母线电位中点为 $\pm U_d/2$, 各臂输出电压之差形成输出电压, 图 4.4-13 所示为 $m_a=0.8$, $m_f=15$ 时自然采样法三相半桥 SPWM 逆变基本原理波形示意图。图 4.4-14(a) 所示为高频率调制比下, 非过调的三相 SPWM 规则采样法脉冲产生局部细节, 图 4.4-14(b) 所示为其在一个载波周期内输出桥臂电压、相电压以及线电压的示例。

电路工作情况分析:

由上述脉冲产生规则以及图 4.4-13 和图 4.4-14 可以看到, 三相半桥 SPWM 逆变实际上就是三套共直流母线的半桥单相 SPWM 组合工作的情况, 它们各自采用同一载波和互差 120° 的调制波控制输出电压, 按非过调制的三相 SPWM 进行分析。从图 4.4-14(b) 可见, 任意时刻只有 3 个功率开关导通载流; 在任意一个载波周期内, 三组调制波幅值视为恒定 (规则采样), 由三相正弦函数性质决定, 其和为零; 各控制脉冲以载波周期中点 t_0 为轴线对称, t_0 时刻电位高的调制波与载波比较生成的脉冲宽度大于电位低的调制波对应的脉冲 (自然采样 SPWM, 尤其是在较低频率调制比下, 不能满足这一规律)。以母线电位中点为参照, 每桥臂输出电压形状与单相半桥一致, 但是由于调制波相位的移动以及负载连接方式的变化, 输出相、线电压呈现这样一些特点:

(1) 所有输出电压脉冲按载波频率重复出现, 并以载波周期中点为轴线形状对称。

(2) 各桥臂输出点电压和单相双极性 SPWM 波形完全一致, 为变动于 $\pm U_d/2$ 电平间的双极性波形。

(3) 依据调制波线电压正负半周期, 输出线电压电平在 $+U_d/2$ 、0 或者 $-U_d/2$ 、0 间变动, 每载波周期对称出现 2 次非零电平, 总体显现为单极性形状。

(4) 星形联结的负载中点 O 电位在单载波周期内于 $\pm 1/3 U_d$ 、 $\pm 1/2 U_d$ 间变动, 为 4 电平 5 阶梯左右对称波形。

(5) 单个载波周期内, 星形联结负载相电压可能电平为 0、 $\pm 1/3 U_d$ 、 $\pm 2/3 U_d$, 但在某一相、某单个载波周期内, 只包含其中相邻的三个电平, 为 3 电平 5 阶梯左右对称波形。当某相对应调制波电压瞬时值在三组调制波中为最大或者最小时, 相应输出相电压为单极性的 3 电平波形, 如图 4.4-14(b) 中的 u_{uo} 、 u_{wo} , 当其幅值位于其他两者之间时, 对应相电压是 0、 $\pm 1/3 U_d$ 电平组合成的 3 电平波形, 可见, 输出相电压波形比较复杂, 一共有 5 个电平, 在 $1/3$ 基波周期内呈双极性特性, 在另 $2/3$ 基波周期内呈单极性特性。

(6) 就电路工作状态而言, 三相半桥 SPWM 逆变比方波逆变多出两种电路状态, 分别是三上管载流和三下管载流, 将三相负载短路, 如图 4.4-14(c) 所示。在这两种状态下, 直流电源和逆变器/负载之间没有电流流动。

频率调制比的选择:

高频率调制比主电路特性对调制比具体数值不敏感, 否则, 和单相情况类似理由, 选择奇数的频率调制比较为适宜。由于三相系统的 3 整数倍次谐波抵消机制, 选择频率调制比为 3 的整数倍将进一步改善输出谐波性能。三相场合同样应使调制波以相反方向与载波交汇过零。

输出电压分析:

图 4.4-14(b) 所示为三相 SPWM 逆变分析的基础图示, 在载波、调制波的解析表达以及脉冲发生规则确定后, 可以精确推导输出电压的解析描述, 这一数学分析过程比较烦琐, 在此仅给出分析结论。

逆变输出相电压基波与调制波同相, 相互差 120° , 线电压与其错开 30° , 同样互差 120° 。由于三相半桥为三线输出,

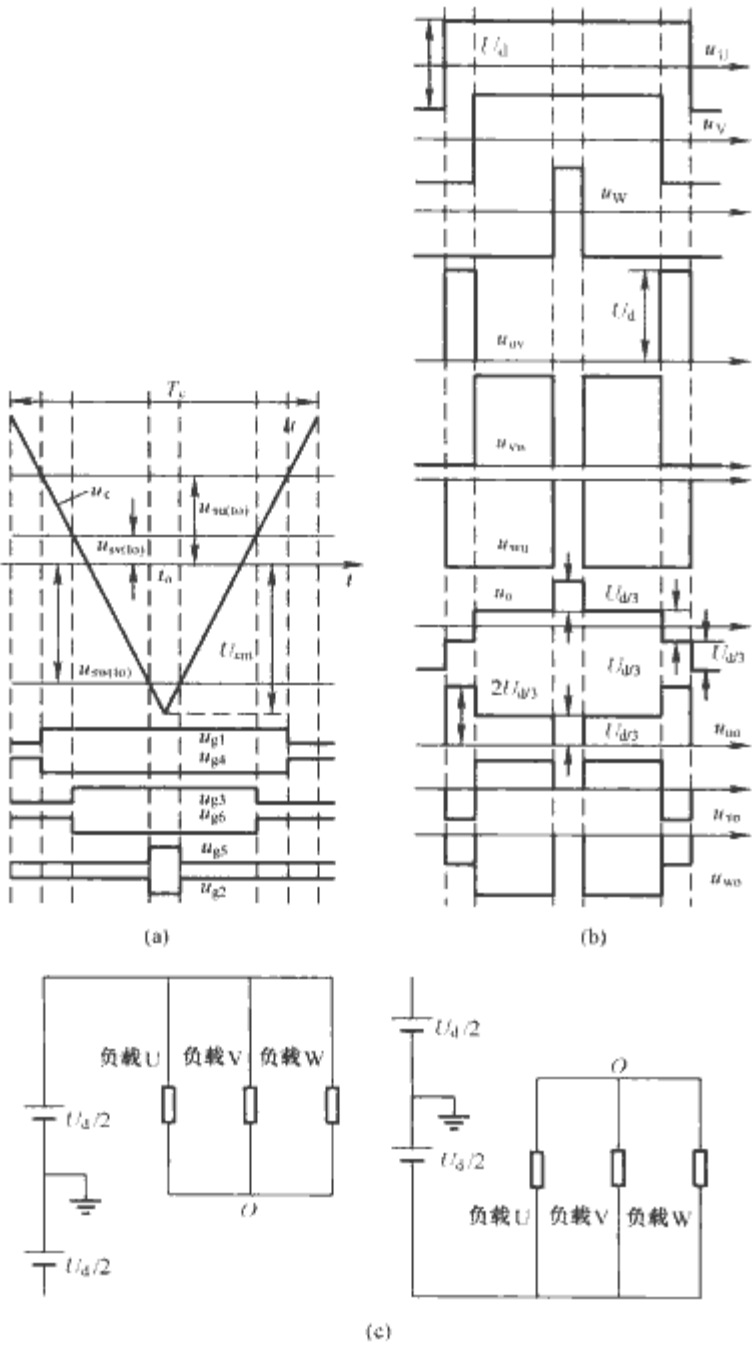


图 4.4-14 三相 SPWM 控制脉冲、输出电压以及电路状态示意图

(a) 规则采样生成三相 SPWM 控制脉冲；(b) 各输出电压局部示意图；(c) SPWM 模式下三相半桥电路多出的两种状态

一般着重对输出电压进行分析。

在 $m_a \leq 1$ 时，相电压基波有效值和幅值分别为

$$U_{ph1} = \frac{m_a}{\sqrt{2}} \frac{U_d}{2} = 0.354 m_a U_d \quad (4.4-28)$$

$$U_{ph1m} = m_a \frac{U_d}{2} = 0.5 m_a U_d \quad (4.4-29)$$

线电压基波有效值与幅值

$$U_{l1} = \sqrt{3} U_{ph1} = 0.612 m_a U_d \quad (4.4-30)$$

$$U_{l1m} = \sqrt{3} U_{ph1m} = 0.866 m_a U_d \quad (4.4-31)$$

线电压包含的谐波次数可表达为

$$h = j m_i \pm k \quad (4.4-32)$$

式中： j 为正整数，当 j 是奇数时， $k = 3(2n-1) \pm 1$ ，当 j 是偶数时， $k = 1, 6n \pm 1$ ， n 为正整数。这样可以看到，输出电压谐波主要分布在 $m_i \pm 2, m_i \pm 4, 2m_i \pm 1, 2m_i \pm 5$ 等倍载波频率处。

表 4.4-3 所示为在线性调制区不同幅度调制比下三相半桥 SPWM 输出线电压的各主要频率成分的幅值对直流电压 U_d 的归一化比值。可见在非过调制区，值得考虑的最低线电压谐波次为 $(m_i - 2)$ 。

表 4.4-3 $m_i \gg 1$ 时三相半桥 SPWM 输出线电压主要谐波分布(有效值对直流电压归一化比值)

$m_a \backslash h$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_i \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_i \pm 4$				0.005	0.011
$2m_i \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_i \pm 5$				0.008	0.020
$3m_i \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_i \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_i \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_i \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_i \pm 7$				0.010	0.030

过调制时，情况与单相 SPWM 逆变过调制很相似，当幅度调制比超过 1 后，输出线电压基波有效值继续随调制比上升，直流电压利用率与幅度调制比呈现单调非线性相关特性，在调制比达到和超过一定限度后，保持为方波输出特性，不再增加。应该指出的是，过调制除了带来直流电压利用率的有限增加，还导致输出电压低次谐波大量出现（与方波输出类似的 5、7 等奇数次低次谐波），因此，过调制一般只在强调直流电压利用率而对谐波要求不是很高的场合有所应用。

图 4.4-15 (a) 绘制了频率调制比较高时 $m_a = 0.8$ 时三相半桥 SPWM 逆变输出电压的频谱图，图 4.4-15 (b) 所示为其主要谐波随幅度调制比变化的曲线。

这样，三相半桥 SPWM 输出线电压直流电压利用率为

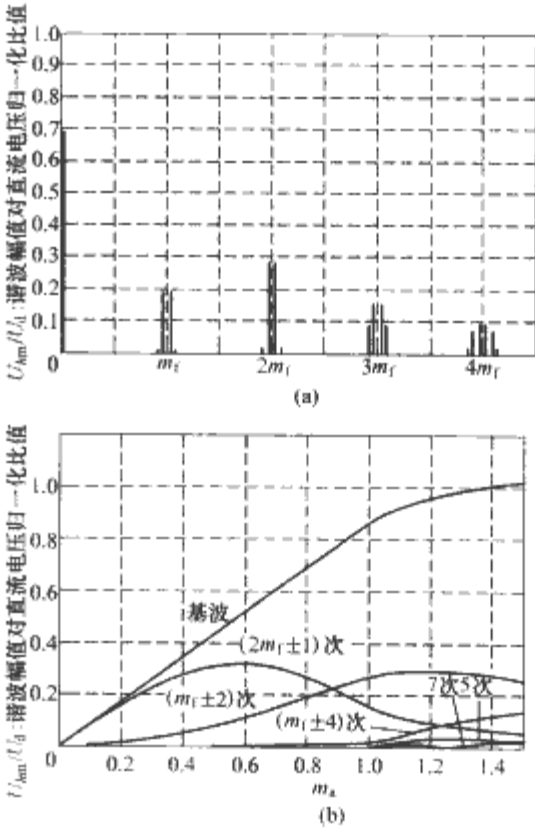
$$A_V = 0.612 m_a \quad | m_a \leq 1 \quad (4.4-33)$$


图 4.4-15 三相 SPWM 的输出线电压谐波分布

(a) $m_a = 0.8, m_i \gg 1$ 时三相 SPWM 逆变输出线电压的频谱图；(b) 三相 SPWM 输出线电压主要谐波随幅度调制比变化曲线

通过过调, 直流电压利用率增长极限为三相方波逆变的水平, 即 0.780。

输入与输出电流:

三相逆变电路输出电流一般根据输出相电压波形和等效星形负载特性进行分析。由前面分析可知, 三相 SPWM 逆变的输出相电压波形比较复杂, 纯电阻负载相电流与相电压成比例, 但非纯阻性负载电流分析就困难得多。SPWM 输出电压除基波外最低次谐波频率接近开关频率, 相对方波逆变情况要高得多, 对一般感性负载可以假定负载时间常数远大于逆变开关周期, 输出电流可视为平滑基频正弦电流, 幅值、相位都由电压基波和负载阻抗决定, 以简化分析。再配合各功率开关驱动脉冲时序, 得以确定各电路状态排列、转换的顺序。接纯电阻负载时, 逆变器从直流母线吸取无脉动的直流电流。逆变输入电流和输出电流的关系类似前者是后者的“整流”波形, 在常见的感性负载下, 逆变器在吸取直流电流外还与母线交换交流无功电流, 这一无功脉动电流的基波频率是输出相/线电压频率的 6 倍, 并包含类似输出电压谐波的高次谐波电流。

三相半桥 SPWM 逆变的特点和问题:

(1) 输出电压谐波指标较方波逆变大为改善, 最低次谐波接近开关频率, 输出滤波器尺寸大为降低, 相应代价是高的开关频率所致开关损耗以及电磁兼容问题。

(2) 输出电压可调, 这一特性很适合交流传动应用, 但抗负载不均性能不佳。

(3) 直流电压利用率较低, 比单相全桥 SPWM 逆变相应指标还低。

3.3 改进、变形的 SPWM 方式

输出谐波含量以及直流电压利用率是逆变器技术关注的目标。一般而言输出谐波 THD 越低, 低次谐波含量越少, 直流电压利用率越高, 逆变器输出性能越好。PWM 技术对逆变输出性能起到了很明显的提升作用, 从前面叙述的典型 SPWM 控制来看, 提高 m_f , 即频率调制比, 是改善逆变输出谐波指标的根本途径, 但高的开关频率会带来瞬态损耗增加, 寄生参数影响加重, 电磁兼容情况恶化等不良效应, 因此盲目追求高频化并非科学的方法, 正确的选择是合理安排 PWM 开关时序, 以求在一定的器件开关频率下输出谐波性能的最优化或者是在一定的输出谐波指标下等效器件开关频率最低。以下介绍几种优化的 PWM 技术。

3.3.1 倍频 SPWM 逆变

主电路和其他全桥逆变电路完全一致, 控制脉冲的发生类似双极性 SPWM 的模式, 所不同的是, 其桥臂之一使用的互补控制脉冲由正弦调制波与三角载波比较产生, 而另一桥臂脉冲由同一正弦波与反相的三角载波比较产生(或者是反相正弦波与同一三角载波比较产生)。相应的各调制波、载波、门极脉冲和输出电压波形示意如图 4.4-16(a)所示, 在频率调制比很大的情况下, 其输出谐波性能曲线见图 4.4-16(b)、(c)。从图 4.4-16 可以看到, 倍频方式的直流电压利用率与原来的 SPWM 一致, 而在各功率开关动作频率未变情况下, 输出电压脉动频率增加了一倍, 除基波外各次谐波分布在偶数倍开关频率的奇数次边带上, 即 $(2nm_f \pm 2m - 1)$ 次, 其中 m 、 n 各为正整数。这种调制输出谐波性能等效于两倍载波频率的单相单极性 SPWM, 所以叫做倍频式 SPWM, 它没有对主电路作任何改动, 仅仅在控制上作了简单改动, 大幅度提升了性能, 是一种很具实用价值的技术。对开关频率不变, 等效输出频率倍增的效果, 可以从不同角度

直观理解: 一种是从调制波反相角度看, 将两桥臂视为两组独立反相双极性 SPWM 半桥输出, 他们的奇数倍开关频率谐波群也反相抵消掉了; 或者可以从载波反相角度理解, 相当于等效载波频率加倍。前者的思路已经接近后面要讲到的多重化消谐波技术了。

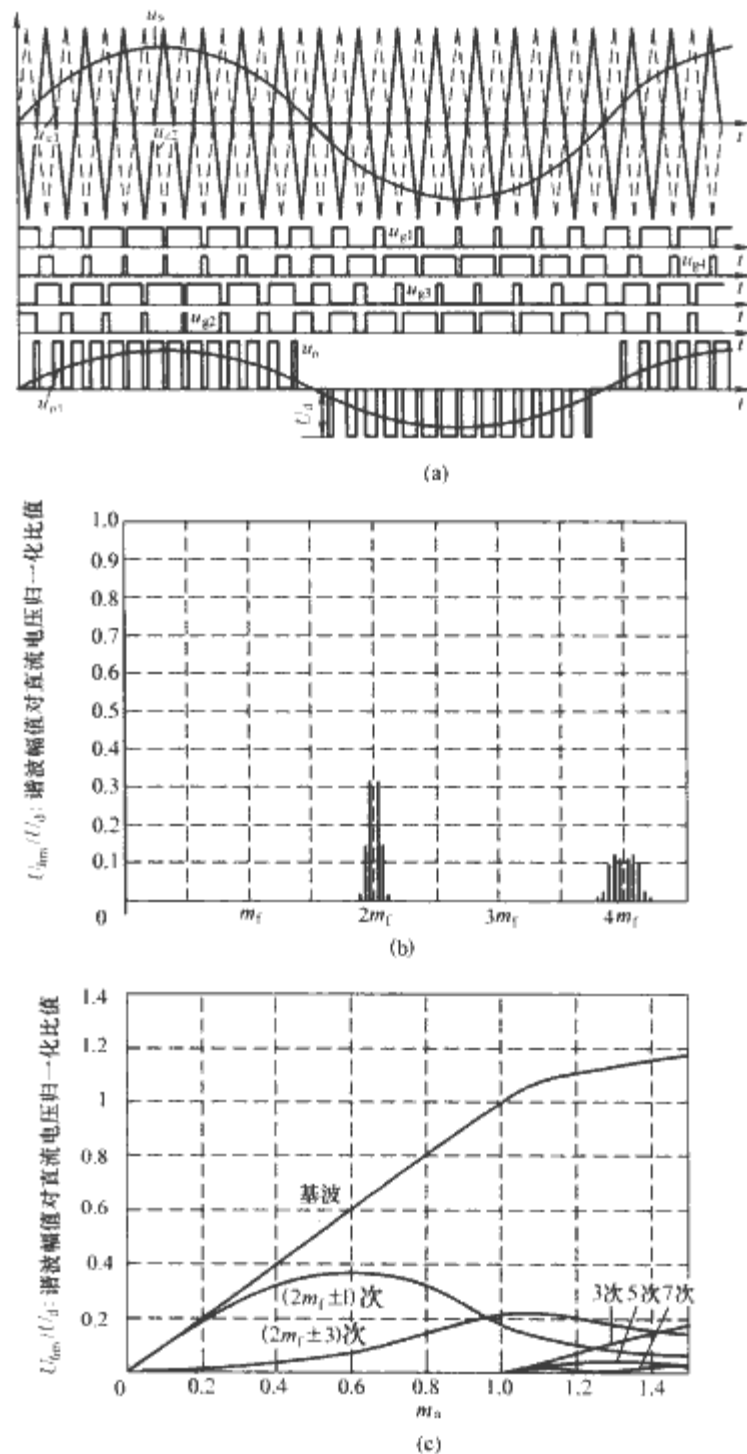


图 4.4-16 全桥倍频 SPWM 示意图

(a) 单相全桥倍频 SPWM 基本原理波形示意图; (b) $m_a = 0.8$, $m_f \gg 1$ 时单相全桥倍频 SPWM 逆变输出电压的频谱图; (c) 全桥倍频 SPWM 主要谐波随幅度调制比变化曲线

3.3.2 调制波叠加 3 次谐波的 SPWM 逆变

另外一种改进的方法是对调制波进行 3 次谐波注入, 以提高直流电压利用率, 如图 4.4-17 所示。3 次谐波在基波峰值附近与之极性相反, 适当选择调制波 3 次谐波和基波的幅度, 可以使调制波的基波幅值超过载波幅值, 而将调制波本身幅度限制在载波幅值 U_{cm} 范围内, 从而避免过调制, 达到输出基波幅值增加的目的。这种方法可以在无过调制情况下将输出电压基波幅度增加到正弦波线性调制的 1.15 倍, 与简单过调制相比, 输出电压除 3 次谐波外无其余低次谐波成分。由于相间相位差可以使得 3 次谐波相互抵消, 在线电压上并不出现 3 次谐波, 这一方法比较适用于三相系统。应该看到, 这种思路还是以增加低次谐波输出为代价的, 实用中仍存在种种限制。

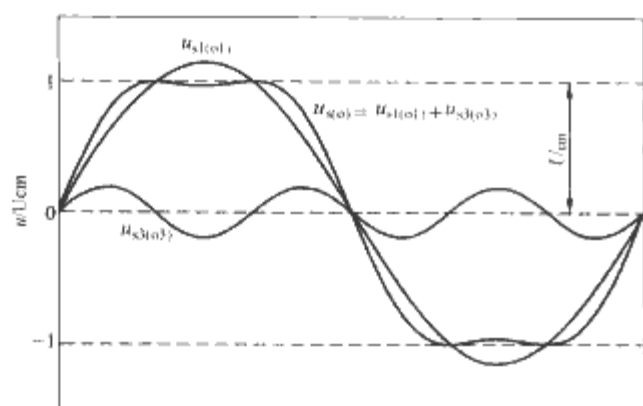


图 4.4-17 调制波注入 3 次谐波以增加直流电压利用率的单相 SPWM 示意图

3.3.3 调制波叠加零序分量的三相 SPWM 逆变

三相半桥 SPWM 逆变输出实际上是以直流中点电位为参考，每桥臂各按一相调制波输出一相电压。在叙述 SPWM 逆变的直流电压利用率内容时曾经提到，在纯正弦调制波上叠加 3 次谐波形成鞍型的新调制波，能够在保持调制波幅度不超出载波幅度范围，即不过调制情况下，有效增加输出电压的基波幅值，这一方法特别适用于 3 次谐波相互抵消的三相系统。在三相 PWM 系统中，引用电动机、电力系统的概念，其调制波的频谱分布有正序、负序、零序分量，U、V、W 三相的基波零相位在时间上是按照 U、V、W 顺序出现的，正序谐波的零相位在时间上仍按照 U、V、W 的顺序出现，如 4、7 次谐波；负序谐波则反过来，按 U、W、V 顺序，如 2、5 次谐波；而零序成分相互完全同相位，所有 3 整次谐波（包括 0 次的直流分量）都是零序的。三相半桥的输出为三相三线，负载中性点悬空，如果负载均衡，按上面的定义，经相间矢量合成抵消，控制各相电压的调制波包含的所有零序分量信息在输出线电压上都不会被体现，这样可以充分利用零序分量特性，将其叠加在各调制波上，合理安排各调制波的形状、幅度、偏移，可以降低等效开关频率，提高直流电压利用率。

图 4.4-18 所示为一种效果很好的零序分量叠加调制波的三相半桥 SPWM 逆变示意图，其中 u_{su} 、 u_{sv} 、 u_{sw} 是纯正弦三相调制波，而 u_{sp} 是叠加到每个调制波的零序分量

$$u_{sp} = -\min(u_{su}, u_{sv}, u_{sw}) - 1 \quad (4.4-34)$$

其中的变量均按载波幅度归一化后参与运算。可见 u_{sp} 是以三相正弦波下包络线形状为基础、基频为输出基频的 3 倍的零序信号，实际用于逆变控制的调制波为

$$u_{sur} = u_{su} + u_{sp}$$

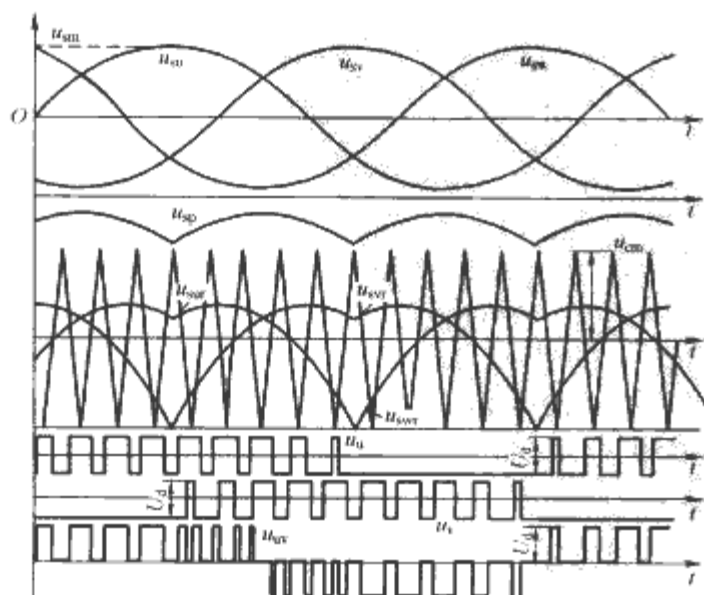


图 4.4-18 一种叠加零序分量的三相 SPWM 示意图

$$\begin{aligned} u_{svr} &= u_{sv} + u_{sp} \\ u_{swr} &= u_{sw} + u_{sp} \end{aligned} \quad (4.4-35)$$

桥臂输出电压和输出线电压由图 4.4-18 给出。

这一方法使用零序信号对三相调制波进行了偏置、形状和幅度上的改动，利用了三桥臂和输出线电压两个自由度的开关冗余，将着眼点从单个桥臂的相电压控制转移到输出线电压控制，这点从本模式始终有一组桥臂开关不动作而由两组桥臂控制输出线电压可以看出。此方法达到了以下良好效果：三相半桥 SPWM 的功率开关总是按载波频率开关，改进后功率器件变为在 1/3 输出基波周期不动作，明显降低了等效开关频率；输出线电压的幅值可以达到 U_d ，直流电压利用率较原始三相 SPWM 方法提高 15%；输出线电压不含低次谐波成分。

4 多重化逆变

PWM 技术以器件快速开关为导向，是解决输出谐波问题的有效办法，但较高的开关频率会带来相关问题，在大功率场合，高电压大电流开关器件的开关速度也是相当有限的。实际上还存在另一种方向的输出性能改善技术，即变流器多重化的逆变技术，它不同于 PWM 技术在时间维度上以开关速度换取谐波性能，而是以多组低速开关的变流器在空间上的组合换取谐波性能。最直观的例子如图 4.4-19 所示，两组方波逆变输出 u_A 、 u_B 形状一致，各自 3 次谐波 u_{A3} 、 u_{B3} 幅度一致，将 u_B 相位与 u_A 错开 $\pi/3$ ，使得 u_{A3} 、 u_{B3} 相互反相，那么就可以消除 $u_0 = u_A + u_B$ 中的 3 次谐波分量了。

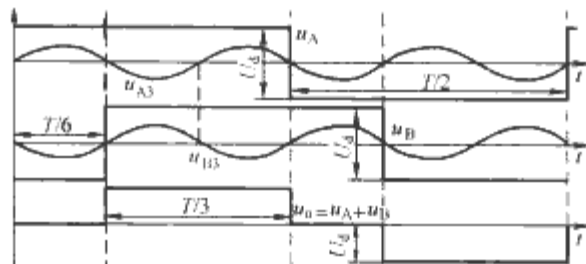
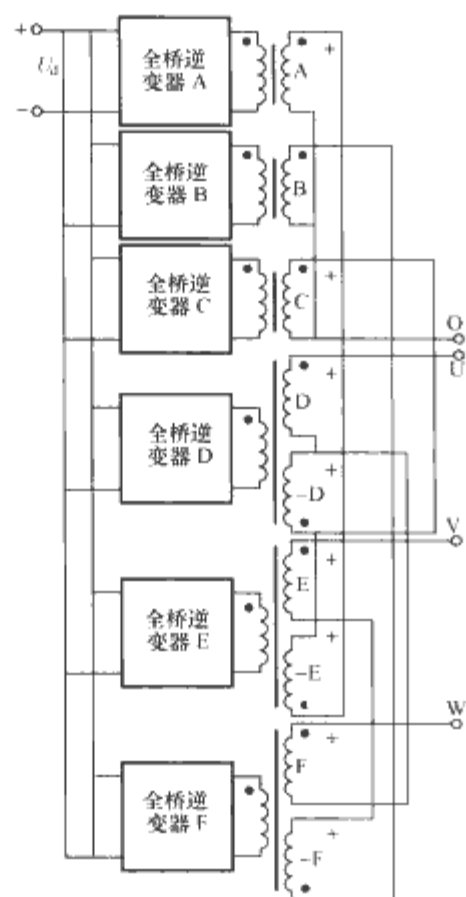


图 4.4-19 方波逆变 2 重化消除 3 次谐波示意图

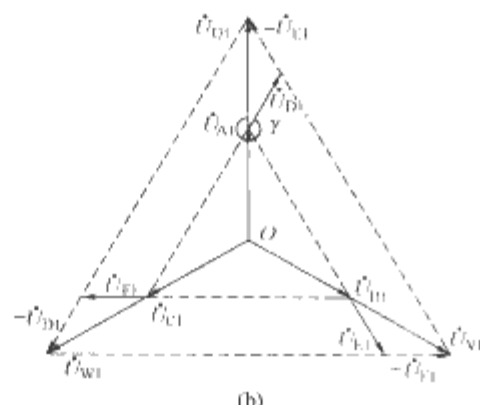
基于这样的思路，存在这样的可能性：将多组方波逆变器加以组合输出，合理调整它们的幅度、相位，可以有效消除组合输出中的某些谐波成分，使得输出电压形成类似阶梯形状的波形来趋近正弦波，这就是多重化逆变的基本思路。多重化一般应用在大功率场合，以三相居多，以下是一个三相多重化方波逆变的例子。

如图 4.4-20 (a) 所示为主电路结构，该逆变器使用同一直流母线，每一方框都是一套单相全桥移相方波逆变器，共 A、B、C、D、E、F 六组，其中 A、B、C 三组等幅，相位差为 120° ，D、E、F 输出相位分别滞后 A、B、C 输出 30° ，幅度则是它们的 0.866 倍，输出经变压器各有正负两组，考虑各全桥逆变单元内部两桥臂控制脉冲相差角度为 α ，输出电压脉宽为 τ ，各自的基波为

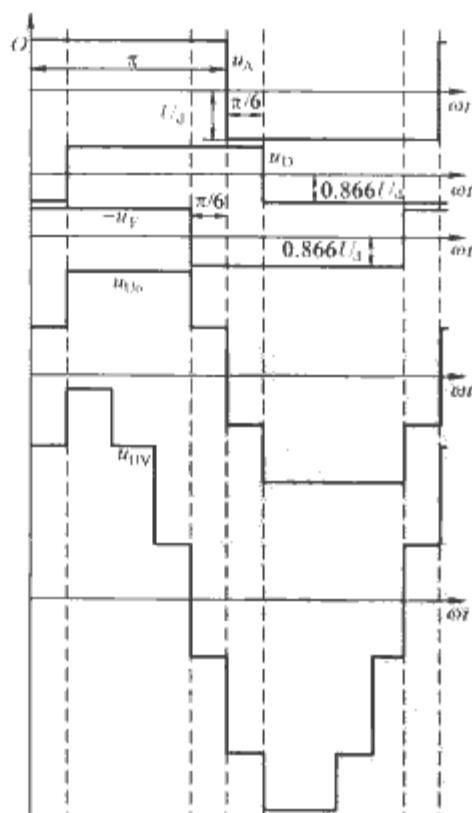
$$\left. \begin{aligned} U_{A1} &= \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\tau}{2} \sin \omega t \\ U_{B1} &= \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\tau}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_{C1} &= \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\tau}{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \\ U_{D1} &= \frac{4U_d}{\sqrt{3}\pi} \sin \frac{\tau}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \\ U_{E1} &= \frac{4U_d}{\sqrt{3}\pi} \sin \frac{\tau}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \\ U_{F1} &= \frac{4U_d}{\sqrt{3}\pi} \sin \frac{\tau}{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.4-36)$$



(a)



(b)



(c)

图 4.4-20 一种三相多重化方波逆变示意图
(a) 主电路结构; (b) 矢量关系图; (c) 全桥移相
逆变单元输出脉宽为 π 时的各输出电压波形

三相输出组合为

$$\left. \begin{aligned} u_{U_n} &= u_A + u_D - u_E \\ u_{V_n} &= u_B + u_E - u_F \\ u_{W_n} &= u_C + u_F - u_D \end{aligned} \right\} \quad (4.4-37)$$

那么从式 (4.4-36) 和式 (4.4-37) 可计算得到输出相、线电压第 n 次谐波的幅值为 (n 为奇数)

$$\left. \begin{aligned} u_{U_{nm}} &= \frac{4U_d}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{2} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \frac{n\pi}{6} \right) \\ u_{UV_{nm}} &= \frac{4U_d}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{2} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \frac{n\pi}{6} \right) 2 \sin \frac{n\pi}{3} \end{aligned} \right\} \quad (4.4-38)$$

图 4.4-20(b)画出了各参与组合矢量的关系,图 4.4-20(c)则示意了各全桥单元在最大输出脉宽 π 时的相关波形,在系统进行电压调节时,各单元保持一致的移相角,不同移相角下的波形、谐波分布以及直流电压利用率,可自行分析。从上述分析可知,这种多重化结构的所有功率开关均按工频动作,而线电压最低次谐波为 11 次,理论上在完全消除了对三相系统影响很大的 5、7 次谐波,而 11、13 次谐波在整个调压范围内也都维持在较低水平。

多重化逆变的优劣都是明显的,它能够以低开关频率实现较好的输出谐波性能,控制相对简单,适宜于大功率、需要隔离的场合,需要比较多数量的功率开关,变压器笨重复杂……。

与 PWM 技术的根本原则是以单位时间内较多开关次数获得好的谐波性能类似,多重化技术是以较多参与组合的逆变单元数为改善谐波性能条件的,例如在上面例子中,如果通过多重化技术消除 11、13 次谐波也是完全可能的,只是要增加更多的逆变单元,经过更复杂的角度、幅度组合,也就是需要增加功率开关、变压器以及控制检测电路。在实际电路方案设计中,往往同时采用几种技术措施改善输出电压波形,从而在满足性能指标要求同时降低使用单一技术所需要的代价。例如多重化技术的 PWM 逆变技术就被广泛研究和应用于实践当中,其基本思路是在多重化的每一个逆变单元中进一步采用 PWM 控制,可以兼顾多重化对单元输出较低的谐波要求,和发挥功率器件的开关能力(如 GTO,工作在几百赫兹以下),以求得最佳的性价比。随着半导体功率器件技术的进步,大容量功率开关的开关速度逐渐提升,单纯的工频多重化已经很少见于新发展技术,与 PWM 等先进技术的结合是多重化技术的明确方向。

5 逆变输出滤波器设计

从前述原理分析可见,开关功率逆变的直接输出在幅度上总是离散的,以电压源逆变器为例,两电平逆变的稳定输出电压只可能是正电平、负电平或者零电平,多电平逆变的稳定输出电压数要多一些,但仍然是有限的。交流负载需要的电源形式往往是幅度连续变动、极性周期翻转的电压/电流。两者的区别也可以这样来认识:逆变开关电路的直接输出总是具有非常丰富的高次谐波成分,而负载需要的电源频谱范围则一般要窄得多。以高频 PWM 技术为例,开关电路使用面积等效原理/电压平均值模型来获得所需输出的低频/基波成分,但消除相应多余高次谐波的任务就必须由滤波器(filter)来完成。大部分高频开关工作的逆变器都使用滤波器来获得接近基准的理想输出,如 UPS 输出、电力系统用有源滤波等,交流电动机驱动一般不使用额外输出滤波器,但从某种意义上也可以将定子等效电抗视为一种滤波元件。开关功率逆变器对输出滤波的要求由此清楚展现:位于开关

电路输出与负载之间,尽可能呈理想低通特性——需要的频谱成分尽可能不影响其幅值、相位,此外的谐波成分要尽量衰减,理论上应与逆变器其他部分一样不损耗能量等。

满足以上要求的最简单滤波器结构是 LC 二阶低通滤波器。为便于定量分析,理想 LC 滤波器以及电阻负载见图 4.4-21(a),图 4.4-21(a)中各元件名称简化为电感 L 、电容 C 以及负载电阻 R ,滤波器特征阻抗为

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.4-39)$$

其固有谐振角频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.4-40)$$

谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.4-41)$$

品质因数定义为

$$Q = \frac{R}{Z} \quad (4.4-42)$$

那么滤波器与电阻负载的传递函数为

$$W_{\text{filter}}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (4.4-43)$$

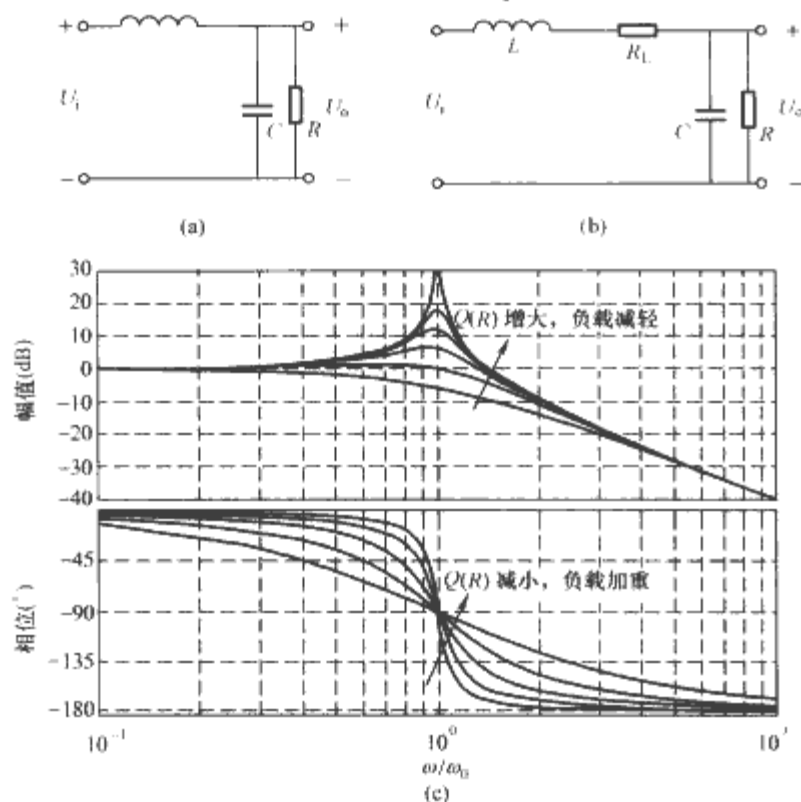


图 4.4-21 逆变器的输出滤波器

(a) 带电阻负载的逆变器输出理想 LC 滤波器; (b) 实际滤波器;
(c) 理想 LC 滤波器与电阻负载的幅频、相频特性

从式(4.4-43)可以分析滤波器的幅度—频率特性以及相位—频率特性,在品质因数不是特别低的情况下,以 ω_0 为转折频率,对于角频率远小于转折频率的输入信号,滤波器对其幅度的增益为 0dB,也就是不衰减也不放大,滤波后其相移为零;对于频率远高于转折频率的输入信号,滤波器按 40dB 每 10 倍频(相对转折频率)进行幅度衰减,并且相移约 180° (基本上反相),其波特图见图 4.4-21(c)。所以,为了

获得好的滤波性能,一般需要滤波器这一转折频率远大于输出基波频率,同时远小于开关频率。负载电阻可以被看作是对滤波元件 LC 谐振的并联阻尼,负载越重负载电阻越小,品质因数越低,阻尼越大,对输入信号的幅度、相位改变的特性应更加远离谐振频率才会符合上述特征,反之亦反。在输出负载很小甚至空载情况下,在 ω_0 附近频率的输入信号会得到一个大的增益,当 ω_0 过于接近输出最高频率分量或者开关频率时,这都容易引起控制系统的不稳定。

在实际滤波器实现当中,情况不完全是如此,元器件不具有完全理想的特性,例如在很多场合必须考虑电感的磁损、铜损或者电容的等效串联电阻、漏电流。对于 LC 滤波器而言,一种常用的更加精确的模型如图 4.4-21(b)所示,加入滤波电感等效串联电阻 R_L 并定义另外一个品质因数

$$Q' = \frac{Z}{R_L} \quad (4.4-44)$$

在这里电感电阻对 LC 谐振起串联阻尼作用,这样可以得到新的滤波器——负载传递函数

$$W'_{\text{filter}}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0 \left(\frac{1}{Q} + \frac{1}{Q'} \right) s + \left(1 + \frac{1}{QQ'} \right) \omega_0^2} \quad (4.4-45)$$

一般 R_L 比较小,对滤波器特性影响不大,只有在轻载情况下 R_L 的作用显现出来。由式(4.4-45)可以看到,减低品质因数 Q' ,即增大滤波电感等效串联电阻所起的作用与减小品质因数 Q ,即减小负载电阻,增大二阶系统阻尼的效应是一致的,使得固有谐振频率附近幅度增益下降,相频变化率下降,读者可自行分析细节。

一般而言,逆变输出 LC 滤波器的设计步骤大致如下:

明确输出所需要的最高输出频率与不需要的最低次高频谐波频率,在两者之间确定一个频率作为滤波转折频率,这一频率必须在最大设计负载下,基本不影响前者幅度、相位,尽可能衰减后者(衰减倍数可以按照滤波后单次谐波含量等要求设定),一般可将转折频率选取在需要输出的最高频率和最低谐波频率的对数中点,还可依据应用要求(例如滤波器尺寸)适当偏移这一频率,定量计算参照前述图表、公式。

将输出视为理想电压源,根据逆变开关电路的具体工作模式、开关频率以及滤波电感电容高频电流纹波要求,确定滤波电感的电感量,一般开关频率越高,滤波电感量越大,开关电路输出纹波电流越小。各种不同的工作模式下逆变开关电路输出电流纹波情况是不一致的,读者可自行加以分析,例如单相单极性 SPWM 正弦波输出逆变器在占空比为 0.5 时输出滤波电感纹波达到最大,一般可以将这一纹波电流峰—峰值限制在最大额定负载电流峰值的 $1/5 \sim 1/3$,这与直流变流器的滤波器设计有类似之处。

滤波器参数与逆变器特性、控制性能密切相关,一般而言,只要乘积一致,滤波电感相对较大和滤波电容相对较大对滤波器幅频、相频等稳态特性影响是一致的,但对系统瞬态特性、电气应力、损耗等效应不一,必须进行严格设计。在实际应用中, LC 滤波器往往考虑诸如全桥逆变电路的共模干扰抑制等要求,呈现为拆分的两个耦合电感的形式。

第5章 交—交变换电路

1 交流调压电路

交流调压电路顾名思义只进行幅值调节,不改动频率。

1.1 单相与三相相控调压

在传统相控方式下,将具有双向触发导通能力的功率器件(如双向晶闸管或两个一般晶闸管反并联)串入输入/输出回路即可实现输出电压控制,单相相控调压电路及基本工作原理如图4.5-1所示。当负载是电阻时情况最为简单,如图4.5-1(a)所示,输出电压与电流形状相同,触发角 α 的移相范围为 $0 \leq \alpha \leq \pi$ 。当 $\alpha=0$ 时,晶闸管相当于始终导通,输出电压等于输入电压,得到最大值。随着触发角增大,输出电压的畸变越发严重,有效值逐渐降低,当 $\alpha=\pi$,输出电压为零。当输入电压 $u_i = \sqrt{2}U_i \sin \omega t$ 时,计算得到输出电压有效值为

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_i \sin \omega t)^2 d\omega t} \\ = U_i \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4.5-1)$$

其余关系容易据此推导。

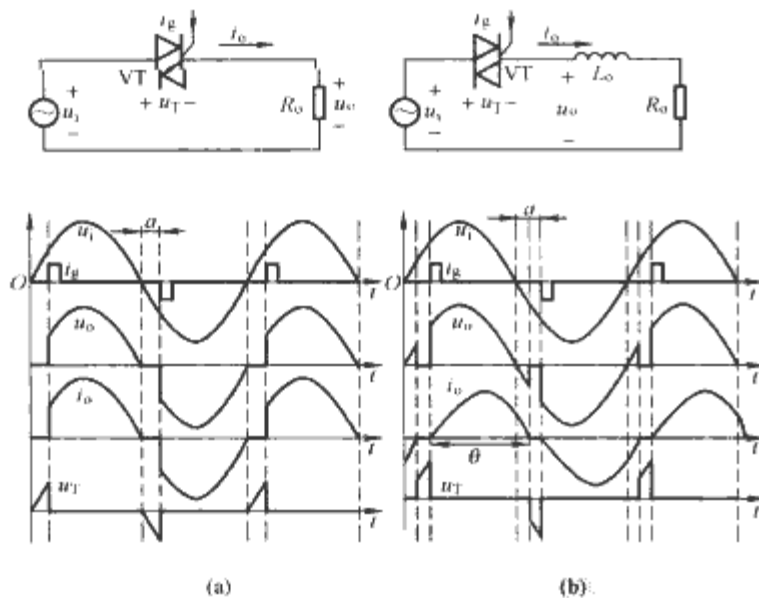


图4.5-1 典型单相相控调压电路和基本工作原理
(a) 纯电阻负载; (b) 感性负载

当负载不是纯电阻特性时,输出性能分析稍微复杂一些,带感性负载工作原理如图4.5-1(b)所示。由于负载自身有能量存储机制,负载电流不再严格按触发角规定有无,而是在输出电压反向情况下仍存在一段时间。假定电阻/电感串联负载在工频纯正弦波激励下产生的电流滞后于电压 φ 角度,那么这个角度的计算公式为

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L_o}{R_o} \quad (4.5-2)$$

VT在 α 角被触发后,直到相位 π ,输出电压与纯电阻负载一致。到 π 相位输入电压过零,由于负载储能,输出电流仍将维持一段时间,直到能量完全传递到输出电阻以及输入电源中,输出电流回零,这样输出电流(也就是晶闸管电流)导

通相角不再是 $\pi - \alpha$,而延长为 θ 。负载电流满足

$$L_o \frac{di_o}{dt} + R_o i_o = \sqrt{2}U_i \sin \omega t, i_o|_{\omega t = \alpha} = 0 \quad (4.5-3)$$

解微分方程得

$$i_o = \frac{\sqrt{2}U_i}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}}] \quad \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \theta \quad (4.5-4)$$

其中 $Z = \sqrt{R_o^2 + \omega^2 L_o^2}$, θ 就是晶闸管导通角。由于 $\omega t = \alpha + \theta$ 时 $i_o = 0$,以之为边界条件得到以下关系

$$\sin(\alpha + \theta - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{\theta}{\tan \varphi}} \quad (4.5-5)$$

输出电压有效值

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \theta} (\sqrt{2}U_i \sin \omega t)^2 d\omega t} \\ = U_i \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{1}{\pi} [\sin 2\alpha - \sin(2\alpha + 2\theta)]} \quad (4.5-6)$$

值得注意的是,以上分析适用于 $\varphi \leq \alpha \leq \pi$ 的情况。在 $\alpha < \varphi$ 的时候,输出电流不会断续,而是将以正弦波的稳态形式出现,也就是说这种情况下触发角控制不了输出电压电流,输出电压就等于输入电压,临界状况是触发角等于滞后角的情况。如果触发角 α 小于滞后角 φ ,输出电压电流不可控,一般情况下应当设计使得电路工作在 $\varphi \leq \alpha \leq \pi$ 。

相控交流调压由于其输出电压滞后于输入电压以及在正弦波基础上的畸变,导致输入电流对输入电压有明显的相移与畸变,其后果必然是低的功率因数,在触发角大的情况下尤甚。

三相相控调压情况与单相类似,因为相数多、连接方式差异以及相间相互影响,分析略为不同。三相电路有多种连接形式,有三相三线、三相四线、星形、三角形、中点控制以及支路控制等多种,如图4.5-2所示存在多种可能。

三相四线的情况可以看作三套各自相差 120° 的单相系统简单组合,分析比较容易。值得注意的是三相四线系统负载均衡情况下,各相电流中非三整次谐波相位差 120° ,在中线相互抵消为零,可视为完全经由相线承载,而三整次谐波同相,在中线上叠加后幅值为相线电流同次谐波的三倍,在某些触发角下致使中线电流有效值接近相线电流,不可套用纯正弦工况三相四线系统中线零电流的概念。

图4.5-3所示为三相三线星形相控调压电路接纯电阻负载,触发角为 30° (按相电压 0° 为触发角起点)时的输出原理波形。可以看到,各相晶闸管触发信号相差 120° ,同相两只反并晶闸管触发信号互差 180° ,触发情况和分析与三相桥式相控整流电路比较类似。这样三相电路中同时有两个或者三个晶闸管导通,一般采用长脉冲或者双脉冲触发,在各相负载对称情况下各相输出电压不是线电压的一半就是相电压。触发角超过 120° 后,任一时刻都只有一个功率开关导通,输出电压为零,所以触发角应被限定在 $0 \sim 120^\circ$ 范围内。

在负载不是纯电阻特性甚至三相不对称情况下,电路工作原理变得很复杂,一般采用仿真软件进行数值计算分析,

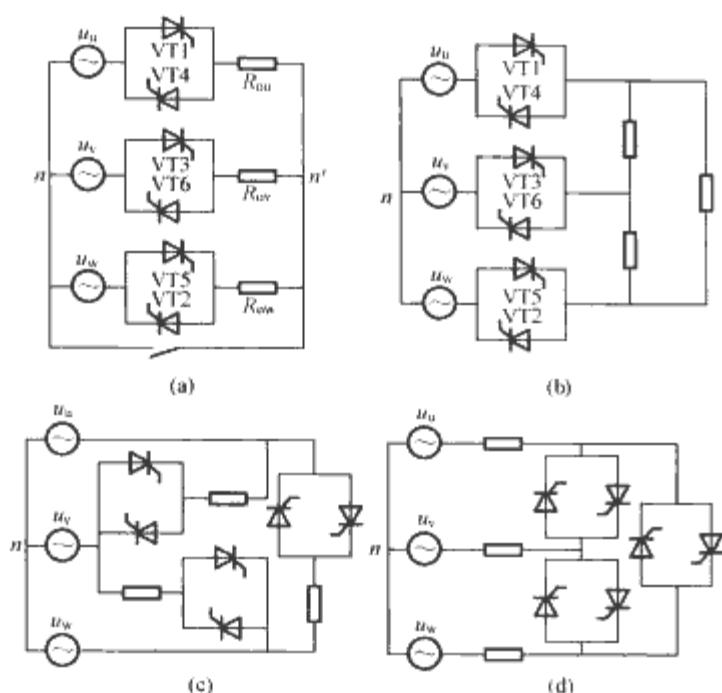


图 4.5-2 三相交流调压电路

(a) 三相三/四线星形联结；(b) 三角形联结线路控制；
(c) 三角形联结支路控制；(d) 三角形联结中点控制

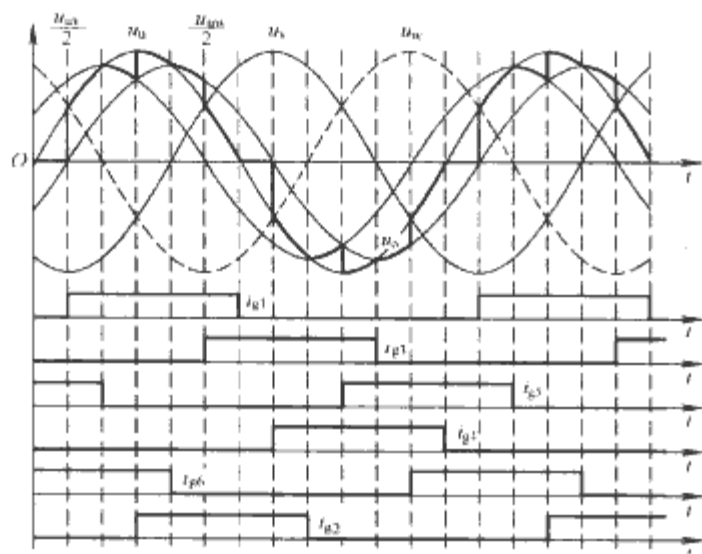


图 4.5-3 星形对称电阻负载三相交流调压电路工作原理(触发角 30°)

这里不再赘述。

三相相控调压电路还有支路控制的三角形联结，如图 4.5-2(c)所示，其各相支路完全可以等效为单相相控调压工作，且对称情况下三整次电流谐波在三角形内回流，不会出现在线电流中。如图 4.5-2(d)所示的所谓三角形中点控制法调节三相电压，原理与三相三线星形调压电路十分类似，请读者自行分析。

1.2 单相与三相斩波控制调压

与相控相对照，斩波控制主要采用了 PWM 调占空比的原理来调节被控制量，单相和三相情况可类比分析，以下以单相为例做介绍。

一种所谓的“斩控”交流调压电路思路建立的传统工频半控功率器件基础上，其开关速度慢，按工频周期整数倍时间控制电压是否加诸负载，其原理如图 4.5-4 所示。与相控交流调压电路的电路形式相同，控制方式不同：将负载与电源接通几个周，再断开几个周，改变通断周数的比值来调节负载功率。很明显这种控制有类似于 PWM 的地方，但并不是 PWM，适用于响应慢，负载要求低的场合，如加热。常用于电炉温度控制，直接调节对象是平均输出功率，所以又

往往被称为交流调功电路，控制对象时间常数很大，以周数为单位控制即可。这实际上是一种负载通断式电路，通常晶闸管导通时刻为电源电压过零时刻，负载电压电流都是正弦波，不对电网电压电流造成通常意义的工频基波次以上的谐波污染，其功率调节理论上是不连续的，分级的。

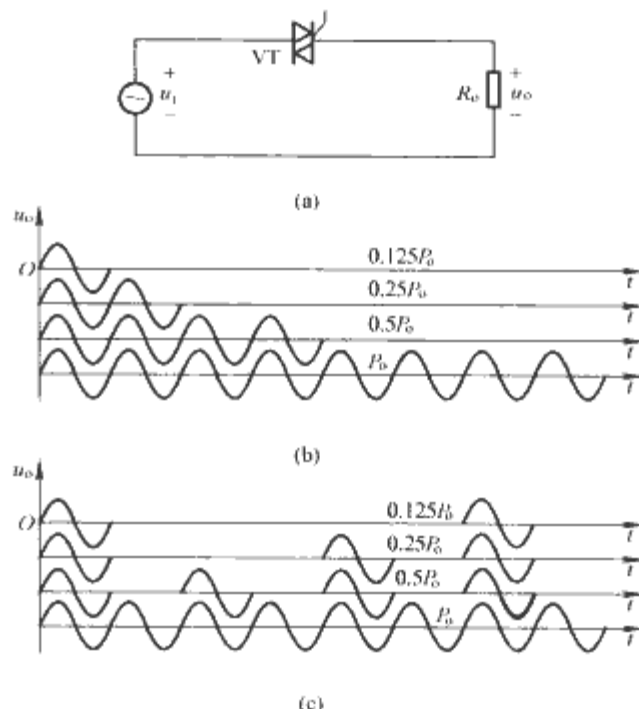


图 4.5-4 负载通断式交流调功电路原理

(a) 电路；(b) 输出电压波形之一；
(c) 输出电压波形之二

另一种真正意义的斩波控制交流调压电路跟直流高频斩波电路在拓扑上是一样的，典型如图 4.5-5 所示，每一种直一直变换电路都能够对应一种交—交形式。图 4.5-5 中的开关示意符号涉及到交—交变换中很重要的概念——双向功率开关。实际上双向晶闸管或者两个晶闸管反并联就是一种双向功率开关，它只具备导通触发能力，即仍属于半控器件范畴。既能够控制导通又能够控制关断的全控双向开关应该具备这样的特性：导通情况下正反两个方向都呈低阻状态，阻断情况下正反两个方向都呈高阻状态，开关可以由控制信号指令在两个状态之间切换。这与常见半导体单向功率开关特性形成对比：全控单向功率开关要么是反向导通状态的（逆导元件），如功率 MOS 管，要么是反向阻断的（逆阻元件），如 GTO、非穿通型 IGBT 单体。半导体双向功率开关一般由两个常规单向开关组合而成：两个逆导元件反向串联，或两个逆阻元件反向并联，这两个单向元件使用同样的控制信号，也可以用一个单向开关与二极管整流桥组合而成，如图 4.5-6 所示。

不难看出，斩波控制的交流调压电路使用较高开关频率和每周期固定的占空比，根据需求用改变占空比的方式来调节输出电压，图 4.5-5 所示为与降压直一直变换电路对应的交流斩波调压电路原理图，输出电压有效值完全与占空比成正比。其与相控方式相比有明显优越之处：输出电压基波与输入电压没有相移，输出电压除开关次及其整倍频及边带谐波外无其他理论谐波，也就是说没有低频畸变，这样在有一定滤波环节前提下，其输入电流没有畸变，滞后小于相控形式，且开关频率高，调节响应快。

交流斩波电路在工作原理上与直流斩波电路十分相似，但是在实际电路组成、控制上仍有较大区别。以降压电路(buck)为例，我们知道，直流斩波器简单将 PWM 信号施加于主功率开关驱动即可，其中续流二极管不需要控制，可自

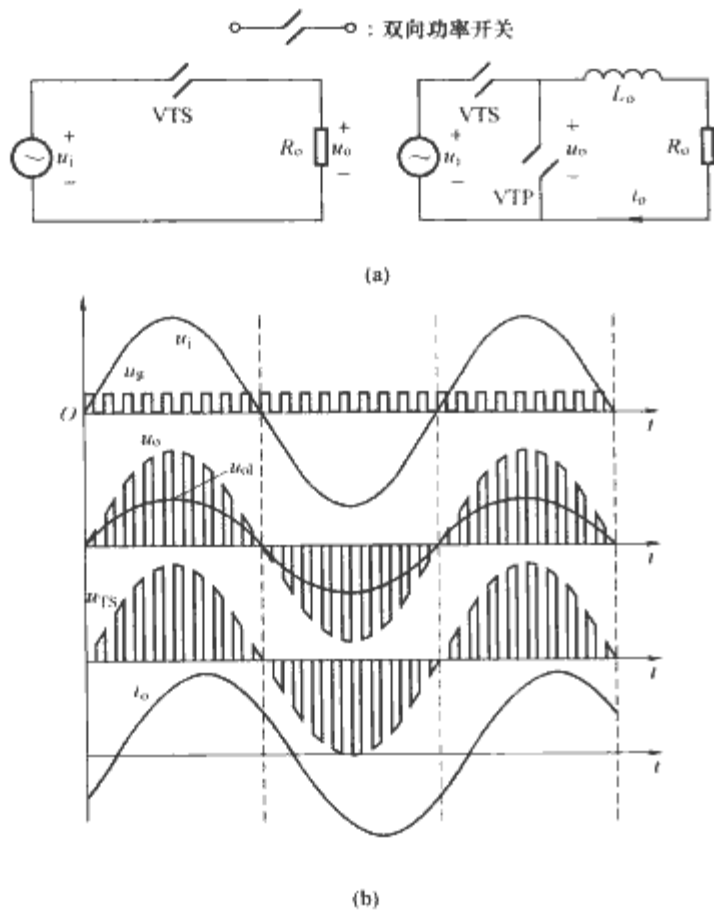


图 4.5-5 斩波控制交流降压调压电路
(a) 电阻负载与感性负载交流斩波调压电路;
(b) 感性负载交流斩波调压电路工作原理

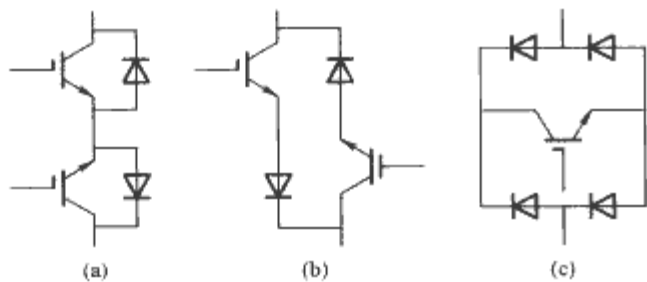


图 4.5-6 双向功率开关的具体形式
(以 IGBT 符号代表常规单向开关)
(a) 两个逆导元件反向串联; (b) 两个逆阻元件
反向并联; (c) 一个单向开关与二极管整流桥组合

行换流。在交流斩波器中,两个双向开关组合工作,一个起类似直流电路中主功率开关的作用,另一个则起类似续流二极管的作用,因为电压、电流都是极性交变的,所以两者都必须双向全控开关,结构如图 4.5-5(a)所示。这两个开关必须互补交替工作,但是其桥臂结构要求互补工作设置死区,以免由于驱动、元件非理想特性导致将输入电压源短路,从而损坏装置。这样一来,在两个双向开关都不导通的死区时间内,负载电流(往往是电感性不可突变的)必须找到出路,如果不采取额外附加措施,这一电流只能流经元件寄生并联电容,引起很高的电压尖峰,极易造成破坏。这一情况如图 4.5-7(a)所示。对于类似问题,一般解决方法有两类,一类如图 4.5-7(b)所示,即附加类似吸收电路的开关辅助网络,给死区中电流临时通路,这种方法优点是可以使用简单的 PWM 控制有源开关数量少的双向功率开关(二极管整流桥组合形式),缺点是吸收电路能量损失比较大,在大容量场合不适用;另一类办法是按照输入电压、输出电流的极性,分别独立控制双向功率开关中两个单向开关的驱动信号,使得在输入电压极性一定的情况下交流斩波电路的死区、换流情况跟直流斩波电路一致,亦即输出负载电流在主功率开关与续流二极管之间自动切换,死区不会产生电流无

处可去的情况,这类方法的例子见图 4.5-7(c)、(d)。

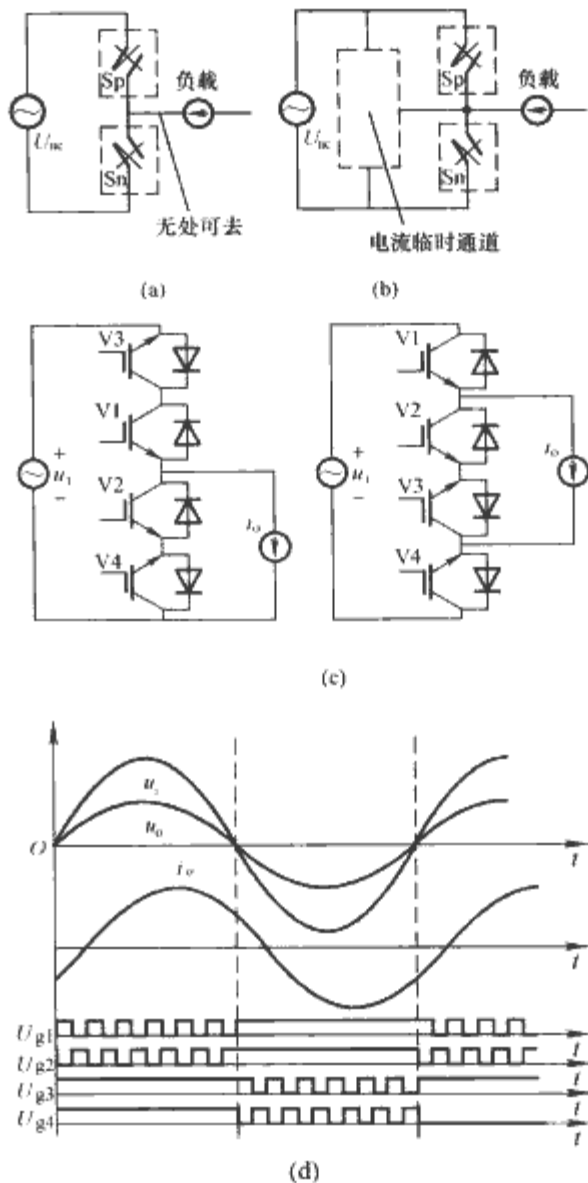


图 4.5-7 双向功率开关的具体形式
(以 IGBT 符号代表常规单向开关)
(a) 交流斩波器死区效应; (b) 吸收电路; (c) 两种避免死区电压尖峰的交流斩波器功率开关设置;
(d) 避免死区电压尖峰的交流斩波器控制时序

可以看到,通过使用两个单向开关组合成为双向开关,并且分别对单向开关加以控制,可以完全避免交流斩波器由于死区时间导致的安全问题。当然其代价是使用数量较多的功率开关,需要对输入或输出电量进行检测,驱动控制略为复杂。

对应其他直—直变换形式的交流调压斩波器以及三相斩控交流调压电路原理与之类似,不再赘述。

2 相控交—交变频

尽管在工程实践当中交—直—交的间接交—交变换是十分常见的模式,其结构、种类也非常丰富,但是原理上它们都可以被视为交—直变换(整流)与直—交变换(逆变)的组合,对这部分内容本章节不予涉及。在一些特定场合下,如低频输出的大功率交流电动机变频调速,传统方式是相控交—交直接变换(周波变流器),这是因为在其功率等级与工作频率下,有直流环节的间接变换储能元件可能十分巨大昂贵,且全控功率开关元件并不成熟,而大容量的直接交—交变换正好克服这些问题。应该指出的是,由于控制方法和系统原理性能上的本质局限,以及大容量功率器件、变流技术的进步,相控式直接交—交变换正在被其他变换方式逐步取代。

相控直接交—交变换的思路是使用两套相控整流电路反向并联,各自产生输出电压的正半波和负半波,输出电流可以流出或流入,构成四象限变换电路,而输出电压是由输入电压以不同触发角切片拼接而成的。图 4.5-8 所示为三相输入单相输出周波变流器的电路和工作原理,如果需要三相输出,在恰当电气隔离条件下,三套这样的单相电路输出相互相差 120° 组合起来即可满足要求。

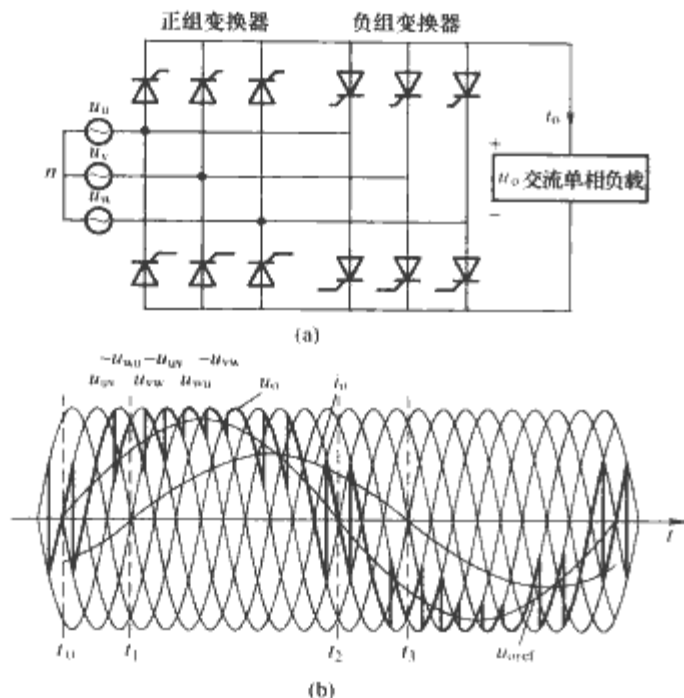


图 4.5-8 周波变流器电路与原理波形
(a) 三相输入单相输出周波变流器电路; (b) 三相输入单相输出周波变流器工作原理波形

图 4.5-8(a)所示为其基本电路拓扑,这一电路实现了三相交流至单相交流的直接变换,它由两个三相桥式整流器反并联构成,输出为单相交流,可以实现输出电压、电流的四象限运行。其中输出正电流的三相桥式整流器记为正组变流器,输出负电流的三相桥式整流器记为负组变流器。由正组产生的 i_o 的极性总为正,因此其输出位于电压、电流平面的第 I、第 II 象限(电流为正,电压可正可负)。由负组产生的输出电流极性总为负,因此其输出位于电压、电流平面的第 III、第 IV 象限(电流为负,电压可正可负)。

假定输出负载是电感量足够大的阻感性负载(对于此电路常用的大功率交流电动机负载来说,就是典型强电感性负载),那么输出电流非基波脉动可以忽略,基本上呈现工频正弦波特性。按装置输出电压(基波)、电流极性,可将工作状态划分为四种,如图 4.5-8(b)所示。

$t_0 \sim t_1$: 输出电压为正,输出电流为负,正组变流器封锁,负组逆变,输出负功率。

$t_1 \sim t_2$: 输出电压为正,输出电流为正,正组变流器整流,负组封锁,输出正功率。

$t_2 \sim t_3$: 输出电压为负,输出电流为正,正组变流器逆变,负组封锁,输出负功率。

$t_3 \sim t_0$ (下工作周期起点): 输出电压为负,输出电流为负,正组变流器封锁,负组整流,输出正功率。

可见,哪一组工作由 i_o 方向决定,与 u_o 极性无关;工作在整流还是逆变,则根据 u_o 方向与 i_o 方向是否相同确定。

此电路工作原理与三相相控整流电路密切相关,众所周知,三相桥式相控整流器可以通过控制触发角 α 调节输出电压 U_d , 其关系式为

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\text{phi}} \cos \alpha = U_{\text{dm}} \cos \alpha \quad (4.5-7)$$

式中: U_{phi} 为输入相电压有效值。周波变流器的工作原理就是在工频周期中实时调节正组/负组变流器触发角,在所在控制间隔时间片内获得与所需输出参考电压瞬时值相同的平均电压,这也就是前面所说以触发角“切片拼接”的含义。假定输出电压为

$$u_o = U_{\text{om}} \sin \omega_o t \quad (4.5-8)$$

比照上述式(4.5-7)和式(4.5-8),可知在任意控制间隔应该有以下关系: $U_{\text{dm}} \cos \alpha = U_{\text{om}} \sin \omega_o t$, 则可得变流器触发角计算公式为

$$\alpha = \arccos \left(\frac{U_{\text{om}} \sin \omega_o t}{U_{\text{dm}}} \right) = \arccos (\gamma \sin \omega_o t) \quad (4.5-9)$$

式中: γ 为输出电压比。从式(4.5-9)可以看到,周波变流器输出电压峰值最大不超过触发角 α 为 0 时三相整流输出最大电压平均值 $\frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\text{phi}}$ 。另外,从上述工作原理分析可以看

到,直接交—交变频周波变流器在输出电流过零附近存在切换问题,也就是有正—负组变流器相互在整流—逆变状态之间的转换,这一切换是以检测输出电流方向为依据的。与许多互补工作电路相类似,这一切换需要设置死区时间,也就是存在正负组变流器同时封锁都无触发信号的一小段时间,以避免两组电路同时工作,将输入交流电源短路。这一死区时间应当大于晶闸管的关断时间。这样的工作方式叫做无环流周波变换,死区控制显然是对电路性能有影响的,在正负切换期间输出电流有一段时间为零,输出电压偏离理论波形发生畸变,在负载要求较高场合,也有不设置死区,以中心抽头电抗器进行输出,抑制无死区短路效应的环流周波变流器,其输出电压电流波形畸变得以改善,代价是增加了系统成本和损耗。由输入电压相控切角拼接而成输出电压的工作原理也决定了输出电压频率必然低于输入电压,输出电压的频率同时还受到输出电压、输入电流谐波含量要求制约,一般认为带死区的周波变流器输出频率上限约为输入频率的 $1/3$, 无死区的环流方式周波变换输出频率可以略高,也不超过 $1/2$ 。在输出电压幅值小的时候,触发角多在 90° 附近变动,输入功率因数是很低的,在输出频率接近上限时,输出电压谐波成分很大。诸如此类的缺点,使得此类装置的应用局限在有限范围。

3 矩阵变流器

3.1 矩阵变流器的基本拓扑与工作原理

矩阵变流器是一种新型的直接交—交变换结构,它采用了与相控直接交—交变换一样的基本思路,用输入电压的切片组合来拟合所需要的输出电压,因此在拓扑结构上两者有类似之处。区别于相控直接交—交变换,矩阵变流器使用全控双向功率开关和 PWM 控制,在高得多的开关频率上工作,实时切片组合输入电压得到所需输出电压瞬时值,理论上能够得到任意频率输出,突破了周波变流器遭遇的种种局限。其典型电路结构如图 4.5-9 所示(输入滤波器未画出)。

直观上容易理解,矩阵变流器具有以下明显优点:不存在直流中间环节,因此省去了笨重直流滤波电抗器或寿命较短的直流滤波电解电容器;具有高的功率因数,矩阵变流器采用 PWM 控制,不仅可以得到正弦波输出,而且还可以控制输入电流以及功率因数;能量可双向流动,可以实现 4 象限运行;不通过中间直流环节而直接实现变换,电流回路通过输入与输出之间串联的开关器件的数目可能减少,从而提

高了变换效率。

同时,矩阵变换具有比较复杂的电路结构,以图 4.5-9 (b) 所示的典型三相输入三相输出装置为例(图中未画出输入输出滤波器),这是意大利学者 Venturini 最先提出的,也是矩阵变换的肇始。其双向全控功率开关呈现 3×3 的矩阵形式,从后面的控制原理也可以看到,其 PWM 控制也采用 3×3 矩阵表达推导,这是矩阵变流器名称的由来。

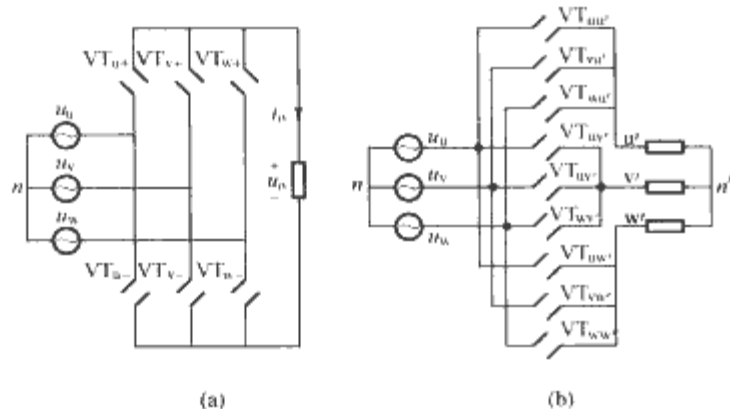


图 4.5-9 矩阵变流器典型电路
(a) 三相输入单相输出的矩阵变流器;
(b) 三相输入三相输出的矩阵变流器

3.2 矩阵变流器的控制方法

仍以图 4.5-10 (b) 为例, Venturini 提出其开关时序安排和输入输出控制可按以下方案:

首先三相输出电压为

$$\begin{bmatrix} u_{u'} \\ u_{v'} \\ u_{w'} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} u_u & u_v & u_w \\ u_v & u_w & u_u \\ u_w & u_u & u_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} \quad (4.5-10)$$

式中: T_s 为固定的 PWM 开关周期, 假定开关频率远高于输入、输出电压、电流频率, 则在一个开关周期内四者都保持恒定; u_u, u_v, u_w 为输入相电压; $u_{u'}, u_{v'}, u_{w'}$ 为输出电压; t_1 为双向开关 $VT_{uu'}, VT_{vv'}, VT_{ww'}$ 在一个开关周期内的导通时间, t_2 为双向开关 $VT_{vu'}, VT_{wv'}, VT_{uw'}$ 在一个开关周期 T_s 中的导电时间; t_3 为双向开关 $VT_{wu'}, VT_{uv'}, VT_{vw'}$ 在一个开关周期中的导电时间。连接 u' 相输出的三个开关 $VT_{uu'}, VT_{vu'}, VT_{wu'}$ 在一个开关周期中的导电时间分别为 t_1, t_2, t_3 , 必须防止三个开关中有两个或两个以上的开关导电而造成输入短路的情况。对称看连接 v' 相输出三个开关以及连接 w' 相输出的三个开关导电情况也类似。 t_1, t_2, t_3 满足

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_s \quad (4.5-11)$$

输入输出均为三相正弦交流电

$$\left. \begin{aligned} u_u &= U_m \sin \omega_i t \\ u_v &= U_m \sin \left(\omega_i t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ u_w &= U_m \sin \left(\omega_i t + \frac{2}{3} \pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.5-12)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{u'} &= U_{om} \sin \omega_o t = \frac{1}{T_s} (u_u t_1 + u_v t_2 + u_w t_3) \\ u_{v'} &= U_{om} \sin \left(\omega_o t - \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{1}{T_s} (u_v t_1 + u_w t_2 + u_u t_3) \\ u_{w'} &= U_{om} \sin \left(\omega_o t + \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{1}{T_s} (u_w t_1 + u_u t_2 + u_v t_3) \end{aligned} \right\} \quad (4.5-13)$$

根据式 (4.5-10) ~ 式 (4.5-13), 可解得任意时刻 t 各开关导通时间

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \left[\frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{U_{om}}{U_m} \sin (\omega_o - \omega_i) t \right] T_s \\ t_2 &= \left\{ \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{U_{om}}{U_m} \sin \left[(\omega_o - \omega_i) t + \frac{2}{3} \pi \right] \right\} T_s \\ t_3 &= \left\{ \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{U_{om}}{U_m} \sin \left[(\omega_o - \omega_i) t - \frac{2}{3} \pi \right] \right\} T_s \end{aligned} \right\} \quad (4.5-14)$$

按照类似过程, 可以写出输入电流与输出电流之间的矩阵关系, 得到类似结论, 即在三相输出电流为正弦时, 三相输入电流也为正弦。这充分证明了矩阵变换对相控变频在前面论述的优势: 可得到任意输出频率, 输入功率因数高。

实际上, 在上述繁复的解析表达背后, 仍然是将输入电压切片组合, 逼近需要的输出电压这样一种思路, 图 4.5-10 有助于对上述解析描述的直观理解。Venturini 方案在拓扑本源上是基于降压电路 (buck 电路) 的, 其输出电压是由同时刻同极性的输入电压拼接而成, 其瞬时值在任意时刻都不能够超出同时刻的输入电压的幅值, 图 4.5-10(a) 中圆圈所在位置已经是该方案 PWM 调制的理论极限临界点 (当然, 在输入输出电压频率相互关联, 比如呈现整数倍关系且相位一定时, 输出电压的峰值有可能总是出现在可用同极性输入电压峰值附近, 其电压利用率要高一些, 但这不是通常情况), 直观看此方案可用于切片组合得到输出的电压就是输入三相相电压, 其包络线谷底幅值仅有输入相电压峰值的一半, 因此输出相电压峰值仅有输入相电压峰值一半, 相对而言这是一个相当低的电压利用情况, 在很多场合不足以提供足够高的输出电压。最直接的改进是提高包络线谷底峰值, 三相电压如果能够利用到其 6 个波头, 则包络线最低幅值可以达到峰值的 $\frac{\sqrt{3}}{2}$, 即 0.866, 这一比值也是上述形式矩阵变

流器的理论电压利用率上限。一种改进方案在原方案三端输入三端输出基础上, 改为三端输入六端输出, 其两两构成一相输出, 这样每相输出不但可以使用输入电压正半波包络线, 还可以利用到其负半波包络线, 电压利用率增加为 0.866。这一方法思路简单, 但是使用的功率开关数量加倍。另一种改进方案可以在功率级拓扑不变情况下, 在控制上加以改变, 开关矩阵中 9 个双向开关分别独立控制, 在 PWM 调制信号中注入输入频率的三次谐波以及输出频率的三次谐波, 使得输出线电压由输入线电压切片组合而成, 等效可用输入始终跟随输入线电压峰值, 最后也可以获得 0.866 的理

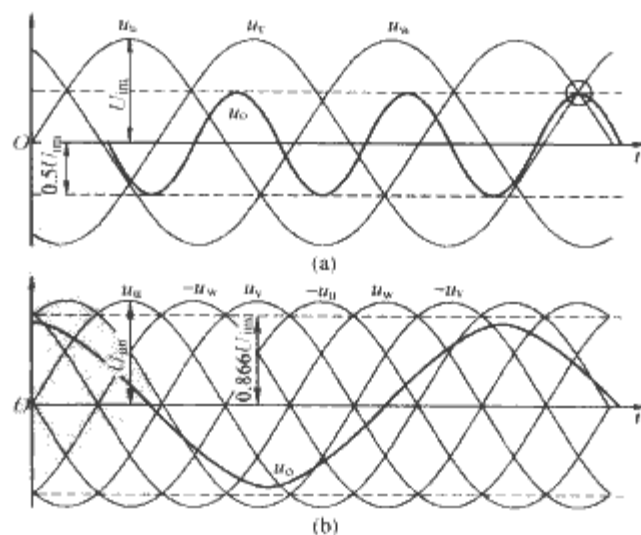


图 4.5-10 矩阵变流器的电压利用
(a) Venturini 方案的电压利用率示意图;
(b) 改进方案的电压利用率示意图

论电压利用率。这一方法主电路没有附加代价,但是控制运算量就从3个变量增加为9个而变得大多了。

矩阵变流器是电力电子技术中相对较新的内容,其拓扑、控制存在问题 and 不足,很多领域有待研究。矩阵变流器(交—交直接变换)至今没有在生产实践中获得与对等变流技术,如直流斩波、整流、逆变等 PWM 技术一样大规模的运

用,一些不利因素阻碍了它的推广,如使用开关数量大,控制复杂,实时运算要求高,双向开关的保护比较麻烦(如前所述死区/电压尖峰问题)等。随着器件、控制等方面技术的进步,可以预料直接交—交矩阵变流技术会得到越来越广泛使用,矩阵变流器将会是交—交变换中很有前途的一个发展方向。

参 考 文 献

- [1] 徐德鸿, 马皓, 汪樵生. 电力电子技术. 北京: 科学出版社, 2006.
- [2] 应建平, 林渭勋, 黄敏超. 电力电子技术基础. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [3] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [4] 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2004.
- [5] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换和控制技术. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [6] 陈国呈. PWM 变频调速及软开关电力变换技术. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [7] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics (Second Edition). Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [8] Jai P. Agrawal. Power Electronic Systems: Theory and Design. Tsinghua University Press, Prentice — Hall, 2001.
- [9] Muhammad H. Rashid. Power Electronics Handbook. San Diego: Academic press, 2007.
- [10] Sam Guccione, Mahesh M. Swamy, Ana Stankovic. Rectifiers of the “The Power Electronics Handbook”. Edited by Timothy L. Skvarenina, Florida: CRC press, 2002.
- [11] Richard Wies, Bipin Satavalekar, Ashish Agrawal, et al. DC-DC Converters of the “The Power Electronics Handbook”. Edited by Timothy L. Skvarenina, Florida: CRC press, 2002.
- [12] Kaushik Rajashekara, Ashoka K. S. Bhat, Gimal K. Bose. Power Electronics of the “The Electrical Engineering Handbook”. Edited by Richard C. Dorf, Florida: CRC press, 2000.
- [13] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. New Jersey: John wiley and Sons Inc, 2003.
- [14] William Shepherd, Li Zhang. Power Converter Circuits. New York: Marcel Dekker, Inc., 2004.

第 5 篇 电力电子控制技术

主编单位：华中科技大学

浙江大学

重庆大学

主 编：康 勇、段善旭、陈 坚、吕征宇、王明渝

编写人员：康 勇（华中科技大学）

熊 健（华中科技大学）

林新春（华中科技大学）

彭 力（华中科技大学）

邹旭东（华中科技大学）

陈息坤（华中科技大学）

段善旭（华中科技大学）

张 凯（华中科技大学）

戴 珂（华中科技大学）

吕征宇（浙江大学）

第1章 概述

电能是现代社会最重要的能源，而电力电子变换装置是进行电能灵活变换和充分利用的关键，这是由电力电子变换装置在供电、发电以及输配电系统中所起的作用决定的。①现代社会中各个领域的技术设备几乎都是用电设备，都需要一定类型的电源供电，而用电设备的类型、功能千差万别，对电能的电压、频率要求各不相同。因此，需要大量的、各种类型的电力电子变换装置和系统，将一种频率、电压、波形的电能变换为另一种频率、电压、波形的电能，使用电设备以各自的理想最佳工况运行，或满足用电负载的特殊要求，以获得最大的技术经济效益。②在电力系统的适当位置应用电力补偿控制器，可以补偿电力网络的阻抗，减小电力系统中的谐波，改变电力系统中的有功、无功潮流，并可对正常运行和故障时电力系统的功率平衡要求予以快速补偿，由此可显著提高输电系统的极限传输功率能力，改善电力系统的运行特性。③电能可以由自然界中各种一次能源（煤、石油、天然气、风力、水力、核能、太阳能等）转变得来，同时电能既可以经济地远距离传输和配送，又可以方便无污染地转化为其他形态的能源。在能源日益紧缺的今天，利用可再生能源解决能源匮乏问题的重任非电力电子装置莫属。④当今世界环境保护问题日趋严重，应用电力电子技术可以节省大量原材料，节省大量电力，从而可以节约大量资源和一次能源，改善人类的生活环境，开拓可持续发展的空间。

控制技术的好坏是决定电力电子变换装置性能的重要因素之一。根据具体应用场合、控制对象的不同，控制技术要解决的问题也不同，但限于篇幅、编者经验和水平，本篇只从电力电子控制的一般问题来叙述电力电子变换装置控制中要考虑的问题、使用的方法、基本的技术途径和一些新的技术和思路，而不以电路的类型、应用的场合为主线进行阐述。

1 电力电子控制的内容

电力电子电路（或装置与系统）的主要使命是完成所需要的电能参数变换。要实现电能参数的变换需要一定的电路拓扑及合适的功率半导体元件，但是，对同样的变流器（或变换装置与系统），控制电路的性能是决定变流器性能的一个关键性因素。电力电子变换装置控制系统框图见图 5.1-1。

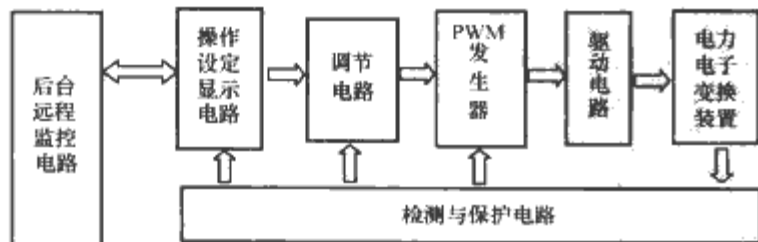


图 5.1-1 电力电子变换装置控制系统框图

电力电子电路（或装置与系统）控制技术的主要内容包

1.1 控制器的分析与校正

控制器的分析与校正以电力电子电路的模型为基础

的，结合现代控制理论的最新发展，提出适合电力电子电路特点或应用对象特点的控制策略或算法，并对其性能进行分析校正，使电路的性能满足或超过期望。

1.2 控制器的实现

控制器的实现是利用现代电子技术飞速发展的各种成果，研究更高性能、通用化、数字化和智能化的新型电力电子电路的控制器，实现控制策略或算法。

此外，用户对设备操作、维护和快速维修的要求越来越高，电子式的操作面板、计算机后台管理、远程网络通信管理等技术也越来越多地引入到电力电子装置的设计中，人们一般从广义上也把这部分内容看成是电力电子控制技术中的内容。本篇没有对此部分内容做重点描述。

2 电力电子变换装置的控制目标

2.1 稳态指标

2.1.1 幅值稳定度

对电压型变流器来说，无论输出是直流还是交流，当输入电压发生变化或负载发生变化时，输出电压都可能偏离设定值，因此都需要用电压稳定度指标来衡量变流器输出电压的稳定能力或性能。

对电流型变流器来说，无论输出是直流还是交流（如无功率发生器和中频感应加热电源输出的交流电流、回旋加速器线圈电源和直流弧焊电源输出的直流电流），当输入电压发生变化或负载发生变化时，输出电流都可能偏离设定值，因此都需要用电流稳定度指标来衡量变流器输出电流的稳定能力或性能。

无论是电压还是电流幅值稳定度，都可以由其输出幅值偏离其设定值的相对比率来衡量。

2.1.2 波形畸变率

对于输出为交流的变流器，仅用以上幅值稳定度指标还不能全面地反映其稳态性能，因为幅值（如有效值、平均值）偏差小并不意味着波形偏差也小。一般的，针对输出为正弦交流的变流器，还需定义一个波形畸变率指标，以反映输出波形偏离标准正弦的程度。该指标一般以输出电压、电流中各次谐波总有效值相对其基波有效值的比率来衡量。

以上幅值稳定度、波形畸变率指标同样适用于描述变流器输入侧变量的稳态控制效果，如 PWM 整流器的交流输入电流。

2.1.3 功率因数

对于与电网相连接、以电网为供电输入的变流器，如各种交流一直流变流器，交一直—交型变频器等，其输入功率因数必须满足一定的要求。对于线性电路，功率因数与位移因数即功率因数角的余弦值是等同的。对于电力电子变流器，由于其输入电流很可能是非正弦的，所以还要考虑输入电流波形与理想正弦波形的相似程度，后者一般以基波因数即基波电流有效值与总电流有效值之比来衡量。此时的功率因数定义为基波位移因数与基波因数的乘积。

显然,为提高电力电子变流器的输入侧功率因数,就必须同时提高位移因数和基波因数。前者可视为输入电流相位的控制,后者可等效为对输入电流波形畸变率的改善。

2.2 动态指标

2.2.1 响应时间

响应时间反映变流器输出量对于其指令值的跟随速度。一般以指令突变后输出量重新进入以新指令值为中心的一定误差带所需的时间来衡量。该指标主要反映系统的快速性。

2.2.2 超调量

超调量反映变流器输出量动态跟随其指令时,由于阻尼不足而造成的振荡和过冲程度。一般以变流器跟随突变指令时输出量过冲幅度相对其指令值的比率来衡量。该指标主要反映系统的阻尼程度,同时也间接反映系统的稳定裕量。

2.2.3 动态跌落

动态跌落反映变流器输出量在突加扰动时的动态跌落幅度。以电压型逆变器为例,动态跌落反映的是输出电压在外来扰动因素(负载突变、输入电压突变等)作用下的动态响应过程中,其幅值偏离设定值的最大相对比率。该指标主要反映系统的抗扰动能力。

2.2.4 恢复时间

恢复时间反映变流器输出量在突加扰动导致输出偏离其设定值后,经历一个动态过程重新达到稳态所需的时间。该指标与响应时间一样,可反映系统的快速性。

3 电力电子控制的设计过程

3.1 开环控制系统设计

当电力电子变流器对电能参数控制的稳定性和精度要求不是特别高的时候,为降低成本,可以采取开环控制,或在开环控制基础上针对主要的扰动(如负载扰动、电源扰动等)增加前馈补偿措施。

由于变流器本身一般是稳定的,因此只要引入的开环控制器本身也是稳定的,则开环控制系统就是稳定的。此外,由于各种扰动前馈措施的引入不会影响系统的特征方程,因而也不会影响系统的稳定性,因此开环控制器的设计是比较简单的。

最简单的开环控制器可以仅仅是一个比例环节。根据变流器的稳态增益,该环节将被控量的设定值转化为幅值合适的控制量,如占空比、调制比等,由此对变流器的输出实施控制。同样地,针对扰动而加入的前馈补偿环节也可以仅基于稳态关系设计。如果有变流器的动态数学模型可资利用,则可以进一步在控制器中加入动态补偿环节以改善系统的动态响应特性,同时基于不变性原理设计动态抗扰性更好的动态前馈补偿环节。

电力电子变流器开环控制时,PWM的设计应该是控制系统设计的重点。

3.2 闭环控制系统设计

绝大多数情况下,应用场合对于电力电子变流器的电能参数均有较严格的动、静态指标要求。因此多数电力电子变流器均采取了闭环反馈控制。

为了设计合适的反馈控制器,首先要建立控制对象即电力电子变流器的数学模型。电力电子变流器是一种典型的非

线性控制对象,其非线性特性首先来源于其开关工作方式。针对这种开关非线性,当被控量的频带远低于开关频率时,可以忽略由开关工作方式带来的被控量的小幅纹波,只考虑被控量的开关周期平均值随时间的变化规律。基于上述周期平均思想,具体可采用的建模方法有状态空间平均法、电路平均法等。这些方法既适用于连续导电模式下的变流器建模,也适用于不连续导电模式。

对于如PWM逆变器、Buck型直一直变流器等电力电子变流器,采用以上方法即可得到线性化的数学模型。对于如PWM整流器、Boost型直一直变流器等电力电子变流器,由于其基本控制特性存在非线性,因此采用上述开关平均建模手段消除开关非线性后,所得到的依然是一个非线性模型。为此还需在静态工作点附近作小信号线性化处理,以便得到小信号线性化数学模型。

基于所建立的数学模型可以设计合适的控制器。传统的控制器设计方法包括频率响应法和状态空间法。前者以传递函数和波特图为工具,针对电力电子变流器的幅值和频率特性,采用诸如比例、比例—积分、比例—积分—微分以及滞后、超前控制器等经典控制器结构对其进行动态校正。后者基于状态空间分析,从状态反馈极点配置角度对变流器的动态特性进行校正。为实现控制的数字化,基于连续系统模型的设计结果还需离散化后才能采用。如果首先将变流器模型离散化,然后直接在离散域进行控制器设计,则可以获得更好的数字控制效果。采用预测观测器等手段也可以改善数字控制的效果。

仅就控制性能而言,数字控制器很难超越相同控制结构的模拟控制器的水平,但是数字控制在抗干扰能力、灵活性、易于生产调试和与监控系统交连等诸多方面的优势是模拟控制无法比拟的。同时,数字控制更易于实现基于现代控制理论和现代信号处理理论的复杂控制方法,并且可以实现一些特殊的控制方式,如最少拍控制、重复控制等。前者可以实现输出量在一个采样周期之内达到其指令值,后者是将内模原理应用于周期波形的跟踪控制以及周期性扰动的抑制,非常适合被控量为交流电压或电流的场合。

对于存在较强非线性的电力电子变流器,传统控制技术存在一定的性能局限。为此,人工神经网络控制、模糊控制等不依赖控制对象精确数学模型的智能控制技术也被引入到电力电子变流器的控制中。除此之外,易于实施、鲁棒性强的滞环控制、单周期控制、滑模变结构控制等非线性控制手段也可以达到较好的控制效果。

4 电力电子控制的发展趋势

国内外电力电子控制技术的目前都是围绕提高电力电子装置和系统的性价比、扩大应用范围的这一目标开展的,具体有以下发展趋势:

(1) 通过集成化来提高批量生产的稳定性和可靠性,并减小体积,降低价格。

(2) 通过控制电路的数字化和网络化为提高性能和拓展应用范围提供控制平台。

(3) 通过在数字化控制平台上引入现代控制理论、网络技术的最新成果来提高装置的通用性和灵活性,并提升性能,扩展功能。

(4) 通过系统深入的研究为高性能控制系统的设计提供成熟的工程化设计方法,减少复杂控制系统的设计时间。

第2章 脉冲宽度调制(PWM)策略

电力电子变流器是利用半导体电力开关将电压、电流、频率进行变换的电路,这种电路的基本特点是开关管仅仅工作于两种工作状态:完全导通状态和完全关断状态,它和其他类型的电路不一样,在其他电路里控制元件常常工作在线性区域内。一般将确定电力电子变流器中开关管从一种开关状态切换到另一种开关状态的开关时刻的方法称为调制,关于各种各样优化调制策略的探索在全世界范围内至少已经有三十多年历史了。对开关变流器而言,一般期望通过采用恰当的调制策略来获得优化的电路性能指标,这些指标包括开关频率、畸变、损耗、谐波以及动态响应速度等,这些指标是每一种调制策略都必须考虑的。

在电力电子变流器当中,桥臂式的拓扑结构是最常采用的,对应的PWM调制策略也比较复杂、多样,其中以逆变器拓扑的PWM调制策略最为典型。而对于一般的单管拓扑而言,其PWM调制比较简单,而且完全涵盖在逆变器的PWM调制策略当中;而常用整流器的PWM调制策略与逆变器的PWM调制策略几乎一致,因此本章主要以逆变器拓扑结构为基本分析对象来详细讨论基本的PWM调制策略。

1 PWM调制的评价指标与分析方法

在开关变流器的各种调制策略当中,脉冲宽度调制(PWM)是一种常用的调制策略,其基本思路是通过调节开关管驱动脉冲的宽度,从而使得在较高开关频率下可以获得与目标指令相一致的低频输出电压或电流。自1970年以来,各种各样的PWM方式得到了迅速发展,其主要目的是减小谐波畸变和提高输入电压利用率。

从原理上讲,所有的PWM调制方式的基本目标是产生一系列基波伏秒平均值与指令波形任何时刻都相一致的开关脉冲,这可以通过控制开关变流器导通合适的时间来实现。而PWM调制方式的其他目标主要包括:确定最有效的方式来组织这些开关脉冲以减小谐波畸变、减小开关损耗以及满足其他特殊的性能指标。

到目前为止,虽然存在各种各样的PWM方式,但定频PWM调制是最常用的,在定频PWM调制系统中确定变流器开关管导通、关断时刻的方案主要有三种方式,即自然采样PWM(在参考信号与载波信号的交点处进行开关切换)、规则采样PWM(在参考信号与载波信号的交点之间进行开关切换)以及直接PWM(开关管的切换原则是保证变流器的输出与参考指令在每一个载波周期内积分值一致)。其中自然采样PWM难以用数字控制来实现,因为调制波与载波交点的求解通常需要解超越方程;而规则采样PWM则比较容易实现,在规则采样PWM中,将每一次采样得到的低频调制波信号作用一个(或半个)载波周期,并与载波进行比较来确定开关管的驱动信号。如果载波是锯齿波,那么采样一般在锯齿波正峰值处进行。如果载波是三角波则分两种情况:其一,采样发生在三角波的正峰值或负峰值处,在一个载波周期内利用此采样值作为实际的调制信号与三角波比较,这种规则采样PWM称为对称规则采样PWM;其二,采样同时在三角波的正峰值与负峰值处进行,并在每半个载

波周期内利用此采样值作为实际的调制信号与三角波比较,这种规则采样PWM称为不对称规则采样PWM。对称规则采样PWM与不对称规则采样PWM的具体示意图如图5.2-1所示。显然,对于锯齿波或对称规则采样而言,调制过程所造成的相位滞后为 $1/2$ 个载波周期;而对不对称规则采样而言,调制过程所造成的相位滞后为 $1/4$ 个载波周期。当然这种固定的相位滞后可以通过将参考指令波形提前相应的相位来进行补偿。

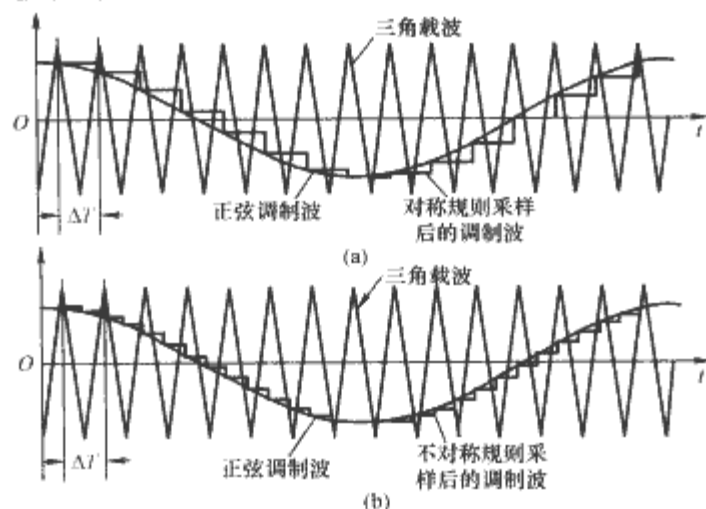


图 5.2-1 对称规则采样 PWM 与不对称规则采样 PWM 的示意图

(a) 对称规则采样 PWM; (b) 不对称规则采样 PWM

无论哪一种开关管切换方式,从考虑输出波形的谐波含量、开关损耗大小等角度出发,所有定频 PWM 方式的确定都应考虑以下三个方面的因素:

- (1) 开关脉冲的宽度。
- (2) 在一个载波周期内开关脉冲所处的位置。
- (3) 在每一个及相邻载波周期内,开关脉冲的顺序。

在 PWM 调制下,变流器所得到的输出波形是一系列开关脉冲,在控制的作用下可以保证开关脉冲的基波分量与目标指令一致,但同时也会产生很多不期望的谐波信号。如何确定一系列开关脉冲所含有的谐波成分及其幅值是非常复杂的,目前常用的分析方法是先建立相应的仿真模型,然后对仿真得到的时变开关脉冲系列进行快速傅里叶分析。该方法可以节省数学计算量,也比较简洁,但是需要构建精确的仿真模型,而且当载波比较大时运算量非常大且仿真速度较慢,同时仿真中对某些误差的近似处理有可能会影响实际结果的精确性。相反,若采用理论分析方法则可以精确计算出各次谐波分量,目前对开关脉冲系列进行频谱分析最有名的理论方法是由 Bowes 和 Bird 所提出的,而他们也是借鉴了 Bennet 和 Black 两人关于通信系统的分析方法。该分析方法是先定义两个时间变量 $x(t) = \omega_c t + \theta_c$ 以及 $y(t) = \omega_0 t + \theta_0$, 其中 ω_c 与 θ_c 分别表示载波信号的角频率和相位偏移量,而 ω_0 与 θ_0 则分别表示调制信号的角频率和相位偏移量。变量 $x(t)$ 和 $y(t)$ 分别代表时变的高频和低频信号,且 $x(t)$ 和 $y(t)$ 都是相互独立的周期信号,此时变流器输出波形 $f(t) = f(x, y)$ 的频谱可以通过一个含有等高线的元胞来分析,如

图 5.2-2 所示,在该等高线上 $f(x,y)$ 为恒定值,在等高线内、外 $f(t) = f(x,y)$ 取值的不同对应了开关管的切换过程。而 x 轴和 y 轴则分别是以弧度表示的载波相位和调制波相位,取值范围都是 $[-\pi, \pi]$ 。

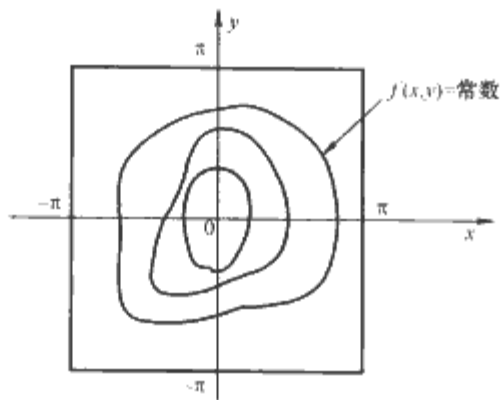


图 5.2-2 等高线元胞

若 x 和 y 都是周期信号,则在元胞内 $f(x,y)$ 的取值可以采用傅里叶级数来表示,最终的分析结果为

$$f(x,y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos ny + B_{0n} \sin ny) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mx + B_{m0} \sin mx) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [A_{mn} \cos (mx + ny) + B_{mn} \sin (mx + ny)] \quad (5.2-1)$$

其中

$$A_{nm} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x,y) \cos (mx + ny) dx dy$$

$$B_{nm} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x,y) \sin (mx + ny) dx dy \quad (5.2-2)$$

或者表示为

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x,y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (5.2-3)$$

式中: m 为载波次数, n 为基波次数。

式 (5.2-1) 当中第一列所表示的是直流分量、基波分量以及基波边带谐波分量;第二列则表示载波倍频谐波分量;而第三列与第四列则表示载波边带谐波分量。

为了能够对不同 PWM 调制策略所引入的谐波含量进行评价,定义以下几个相关参数:

(1) 总谐波畸变系数 (THD)。THD 表征了实际波形与其基波分量差异的程度,其定义为

$$THD = \frac{1}{U_1} \left(\sum_{n=2,3}^{\infty} U_n^2 \right)^{1/2} \quad (5.2-4)$$

式中: U_1 为基波幅值; U_n 为 n 次谐波幅值。

(2) 畸变系数 (DF)。虽然 THD 可以显示总的谐波含量,但是它并不能表明谐波含量对负载的影响程度,因为变流器的输出端一般先接滤波器然后再接负载,此时对同样含量的谐波而言,输出端滤波器的阶次越高,则对谐波衰减越厉害,从而使得谐波对负载的影响就越小;同时还应考虑到若谐波次数越高,则在经过同样滤波器时衰减也越厉害。因此为了表征变流器输出经过滤波器后在负载上实际的波形畸变程度,引入畸变系数 DF,考虑到变流器输出端通常都是接一阶滤波器 (此时的畸变系数定义为 DF_1) 或接二阶滤波器 (此时的畸变系数定义为 DF_2), 因此分别定义 DF_1 与

DF_2 如下

$$DF_1 = \frac{1}{U_1} \left[\sum_{n=2,3}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n} \right)^2 \right]^{1/2}, DF_2 = \frac{1}{U_1} \left[\sum_{n=2,3}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5.2-5)$$

2 单相电压型逆变器的两电平 PWM 调制策略

为了简单起见,单相电压型逆变器的两电平 PWM 调制策略以图 5.2-3 所示的半桥逆变器拓扑来进行分析。下面将分别针对自然采样、锯齿波调制的规则采样、三角波调制的对称规则采样以及不对称规则采样下的 PWM 调制策略进行讨论。

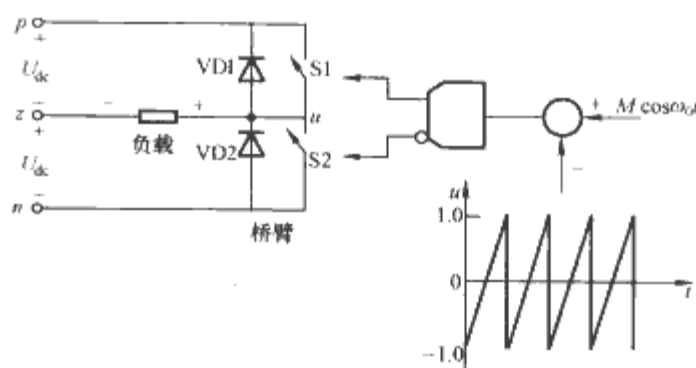


图 5.2-3 单相半桥式电压型逆变器的两电平 PWM 调制

2.1 自然采样

假设输出参考指令为 $u_{ref} = M \cos \omega_c t = M \cos y$ (式中 M 为调制系数,且 $0 \leq M \leq 1$)。由图 5.2-3 可见 $u_{ref} = f(x,y)$ 仅仅存在 $2U_{dc}$ 和 0 两个取值,而这两个值相互切换处刚好代表了载波和正弦调制波的交点。

2.1.1 载波为锯齿波时

当载波为锯齿波时,可以得到对应含等高线的元胞如图 5.2-4 所示,在图 5.2-3 当中假设当 $\omega_c t = -\pi$ 时锯齿波刚好处于正峰值。当 $u_{ref} = f(x,y)$ 由 0 切换到 $2U_{dc}$ 时,对应的等高线为 $x = -\pi$,这是很显然的;而当 $u_{ref} = f(x,y)$ 由 $2U_{dc}$ 切换到 0 时,对应的等高线为 $x = \pi M \cos \omega_c t$,这是因为:设锯齿波正峰值为 1,负峰值为 -1,调制波为 $M \cos \omega_c t$,则可以很容易推导出锯齿波与三角波交点处 $x = \pi M \cos \omega_c t$ 。

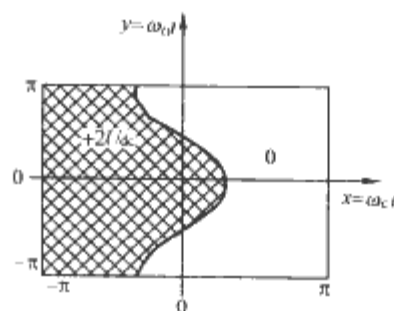


图 5.2-4 载波为锯齿波时的等高线元胞

将图 5.2-4 所示的单个载波周期的元胞扩展到 N (N 为载波数) 个载波周期,即得到图 5.2-5,在图 5.2-5 中为简单起见,令 $\theta_c = \theta_0 = 0$,另作一直线 $y = \omega_c x / \omega_c$,该直线与元胞内等高线交点则表征了开关的切换时刻,由此得到了输出脉冲序列波形 $u_{ref} = f(x,y)$ 。

利用式 (5.2-3),并变更相应积分限,可以得到

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y} 2U_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (5.2-6)$$

令 $m = n = 0$,即得直流分量为

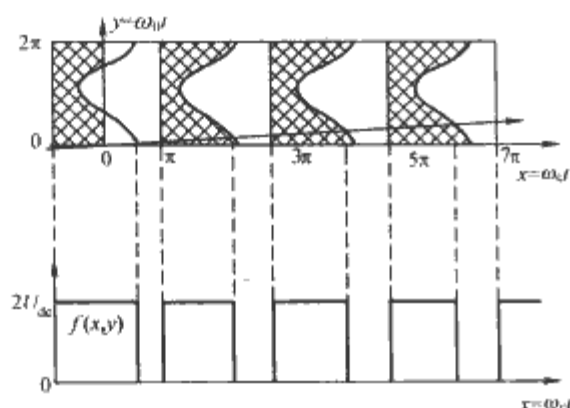


图 5.2-5 载波为锯齿波时半桥逆变器输出 PWM 波形的产生机制

$$\begin{aligned} A_{00} + jB_{00} &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y \, dx dy \\ &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} (\pi M \cos y + \pi) dy \\ &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} (2\pi^2) = 2U_{dc} \end{aligned} \quad (5.2-7)$$

令 $m = 0, n > 0$, 即得基波分量以及基波边带分量为

$$\begin{aligned} A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y e^{jny} \, dx dy \\ &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} (\pi M \cos y + \pi) e^{jny} dy \\ &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi}^{\pi} \pi M \cos y (\cos ny + j \sin ny) dy + \right. \\ &\quad \left. \pi \left(\frac{e^{jn\pi} - e^{-jn\pi}}{jn} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.2-8)$$

式 (5.2-8) 中再令 $n = 1$ 即可得基波分量为

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{U_{dc}}{\pi^2} (M\pi^2) = U_{dc} M \quad (5.2-9)$$

令 $m > 0, n = 0$, 即得载波分量为

$$A_{m0} + jB_{m0} = j \frac{2U_{dc}}{m\pi} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \quad (5.2-10)$$

式中: J_0 为贝赛尔 (Bessel) 函数, 且 $J_0(\xi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\xi \cos \theta} d\theta$, 下同。

令 $m > 0, n \neq 0$, 即得载波边带分量为

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_n(m\pi M) \left(\sin n \frac{\pi}{2} - j \cos n \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.2-11)$$

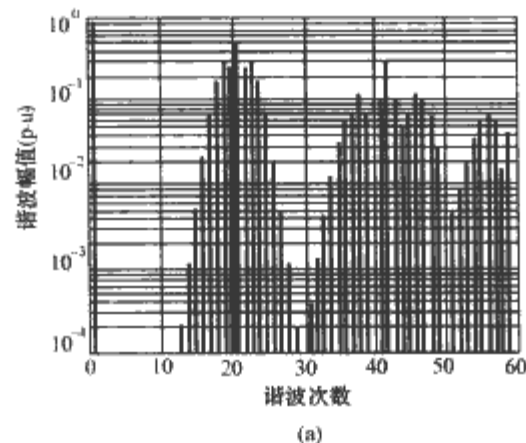
式中: J_n 为贝赛尔 (Bessel) 函数, 满足 $J_n(\xi) = \frac{1}{2\pi j^n} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\xi \cos \theta} e^{jn\theta} d\theta$, 下同。

将以上各式代入式 (5.2-1), 可以得到 $u_{in}(t)$ 的表达式为

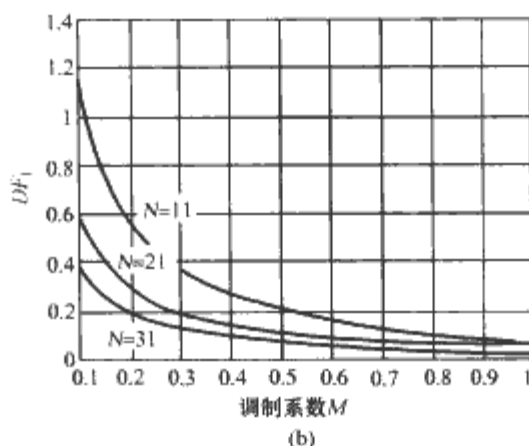
$$\begin{aligned} u_{in}(t) &= U_{dc} + U_{dc} M \cos(\omega_d t + \theta_0) + \\ &\quad \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \sin[m(\omega_d t + \theta_0)] + \\ &\quad \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m\pi M) \left\{ \sin n \frac{\pi}{2} \cos[m(\omega_d t + \theta_0) + \right. \\ &\quad \left. n(\omega_c t + \theta_c)] - \cos n \frac{\pi}{2} \sin[m(\omega_d t + \theta_0) + n(\omega_c t + \theta_c)] \right\} \end{aligned} \quad (5.2-12)$$

注意式 (5.2-12) 所得到的是 $u_{in}(t)$, 而实际输出为 $u_{uc}(t)$, 且 $u_{uc}(t) = u_{in}(t) - U_{dc}$, 也就是说, $u_{uc}(t)$ 与 $u_{in}(t)$ 除直流

分量存在差别之外, 其他谐波分量都是一致的。若假设调制系数 $M = 0.9$, 载波数 $N = 21$, 则 $u_{uc}(t)$ 的各次谐波分量由图 5.2-6 (a) 给出; 而 DF_1 随调制系数 M 、载波数 N 的变化情况则由图 5.2-6 (b) 给出。



(a)



(b)

图 5.2-6 载波为锯齿波时半桥逆变器输出电压的谐波分量及 DF_1 随 M 的变化情况

(a) 输出电压的谐波分量; (b) DF_1 随 M 的变化情况

2.1.2 载波为三角波时

当载波为三角波时, 同样可以得到对应含等高线的元胞如图 5.2-7 所示。在图 5.2-7 中, 假设当 $\omega_c t = -\pi$ 时三角波刚好处于正峰值。当 $u_{in} = f(x, y)$ 由 0 切换到 $2U_{dc}$ 时, 对应的等高线为 $x = -\pi(1 + M \cos \omega_d t)/2$; 而当 $u_{in} = f(x, y)$ 由 $2U_{dc}$ 切换到 0 时, 对应的等高线为 $x = \pi(1 + M \cos \omega_d t)/2$ 。

将图 5.2-7 所示的单个载波周期的元胞扩展到 N 个载波周期, 即得到图 5.2-8, 图 5.2-8 中也引入了直线 $y = \omega_d x / \omega_c$, 该直线与元胞内等高线交点恰好对应了开关的切换时刻。

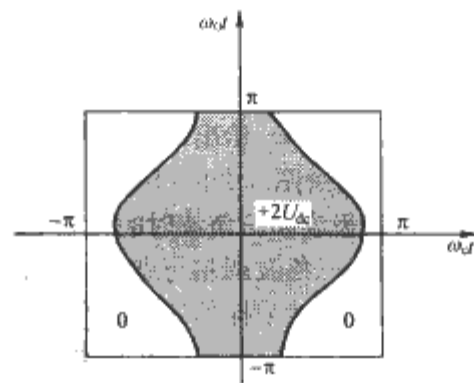


图 5.2-7 载波为三角波时的等高线元胞

利用式 (5.2-3), 同时变更积分限, 即得

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} 2U_{dc} e^{j(n\omega_d x + m\omega_c y)} dx dy \quad (5.2-13)$$

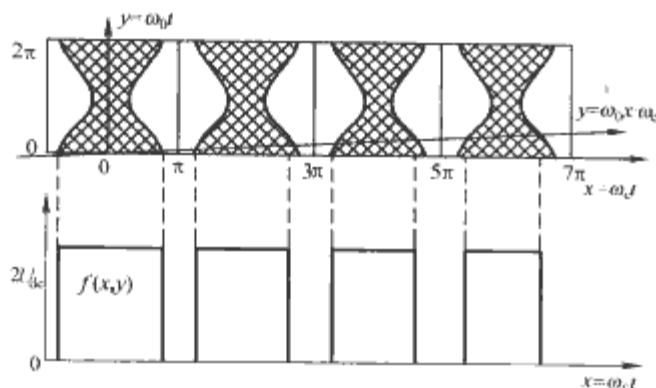


图 5.2-8 载波为三角波时半桥逆变器输出 PWM 波形的产生机制

令 $m = n = 0$, 即得直流分量为

$$\begin{aligned} A_{00} + jB_{00} &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} dx dy \\ &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} [\pi(1 + M\cos y)] dy = 2U_{dc} \end{aligned} \quad (5.2-14)$$

令 $m = 0, n > 0$, 即得到基波分量以及基波边带分量为

$$\begin{aligned} A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{jny} dx dy \\ &= \frac{U_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ e^{jny} + \frac{M}{2} [e^{j(n+1)y} + e^{j(n-1)y}] \right\} dy \end{aligned} \quad (5.2-15)$$

式 (5.2-15) 中再令 $n = 1$, 即得基波分量为

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{U_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M}{2} dy = U_{dc} M \quad (5.2-16)$$

令 $m > 0, n = 0$, 即得载波分量为

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin m\frac{\pi}{2} \quad (5.2-17)$$

令 $m > 0, n \neq 0$, 即得载波边带分量为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_n\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+n)\frac{\pi}{2}\right] \quad (5.2-18)$$

将以上各式代入式 (5.2-1), 可以得到 $u_{in}(t)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} u_{in}(t) &= U_{dc} + U_{dc} M \cos(\omega_c t + \theta_0) + \\ &\quad \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin m\frac{\pi}{2} \cos[m(\omega_c t + \theta_c)] + \\ &\quad \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+n)\frac{\pi}{2}\right] \times \\ &\quad \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \end{aligned} \quad (5.2-19)$$

令调制系数 $M = 0.9$, 载波数 $N = 21$, 此时 $u_{in}(t)$ 的各次谐波分量由图 5.2-9 (a) 给出; 而 DF_1 随调制系数 M 、载波数 N 的变化情况则由图 5.2-9 (b) 给出。

2.1.3 载波分别为锯齿波和三角波时的比较

由以上分析可见, 三角波调制与锯齿波调制含有一些相同的谐波分量, 然而在自然采样的三角波调制当中, $(m+n)$ 为偶数的谐波全部消除了, 这是因为在输出电压 $u_{in}(t)$ 的表达式中包含了一个乘积项 $\sin[(m+n)\pi/2]$, 这也是采用三角波调制优越于锯齿波调制的体现。

2.2 规则采样

2.2.1 锯齿波调制的规则采样

对于锯齿波调制的规则采样而言, 其开关时刻用元胞内等高线与一条直线的交点来确定, 有两种实现方式, 图 5.2-10

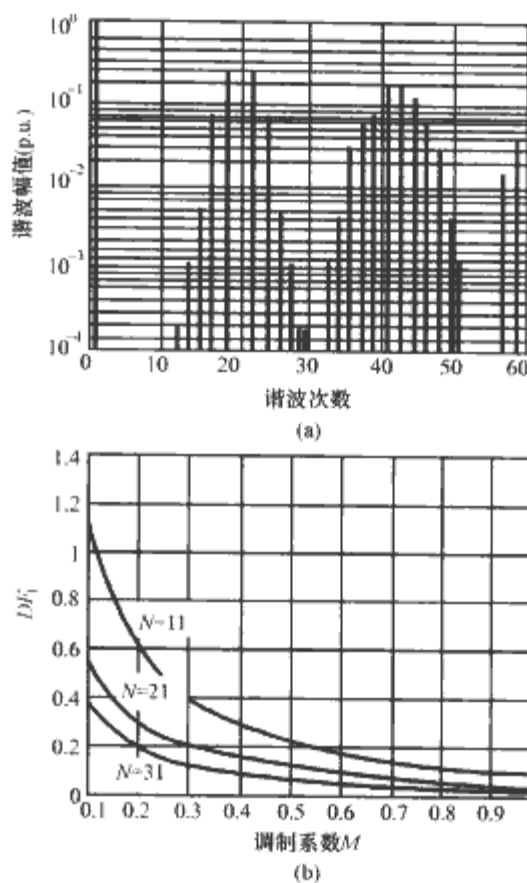


图 5.2-9 载波为三角波时半桥逆变器输出电压谐波分量及 DF_1 随 M 变化情况

(a) 输出电压的谐波分量; (b) DF_1 随 M 的变化情况

的上面图形为通过采样的正弦调制信号与连续直线 $y = \omega_0 x / \omega_c$ 的交点来确定开关时刻, 而图 5.2-10 的中间图形则给出了连续的正弦调制信号与采样后直线的交点来确定开关时刻, 这两种方式的实际输出是一样的, 但图 5.2-10 的中间图形更加容易进行数学分析。

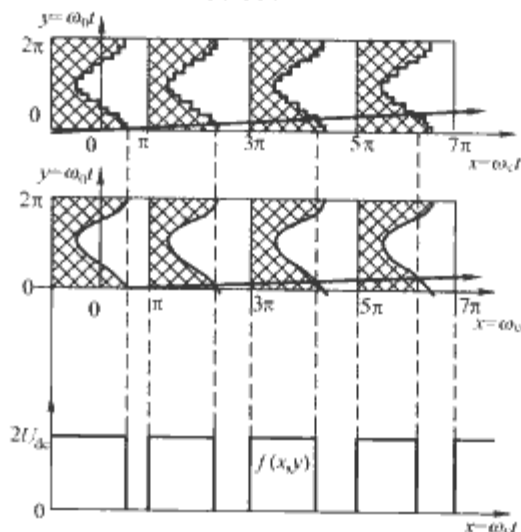


图 5.2-10 规则采样的锯齿波调制时半桥逆变器输出 PWM 波形的产生机制

在图 5.2-10 中部分中, 直线 $y = \omega_0 x / \omega_c$ 经过采样保持后是一个阶梯形状, 设其值为 y' , 于是有 $y' = 2p\pi\omega_0 / \omega_c$ (p 代表第 p 个载波周期), 那么有 $y' = y - \omega_0(x - 2p\pi) / \omega_c$ 。同样的, 当 $u_{in} = f(x, y)$ 由 0 切换到 $2U_{dc}$ 时, 对应的等高线为 $x = 2p\pi - \pi$; 而当 $u_{in} = f(x, y)$ 由 $2U_{dc}$ 切换到 0 时, 对应的等高线为 $x = 2p\pi + \pi M \cos y'$, 利用式 (5.2-3), 同时变更积分限可得

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y'} e^{j(m\pi + ny)} dx dy \quad (5.2-20)$$

在式 (5.2-20) 中, 令 $y = y' + \omega_0 x / \omega_c$ (其中 $2p\pi\omega_0 / \omega_c$ 一项可以省略, 因为它不会影响积分值), 由此可得

$$\begin{aligned}
 A_{nm} + jB_{nm} &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y' e^{j[ny + n(\frac{\omega_0}{\omega_c}x)]} dx dy' \\
 &= \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y' e^{j[(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c})x + ny']} dx dy'
 \end{aligned} \quad (5.2-21)$$

令 $m = n = 0$ ，即得直流分量为

$$A_{00} = 2U_{dc} \quad (5.2-22)$$

令 $m = 0, n > 0$ ，即得基波分量以及基波边带分量为

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{2U_{dc}}{\left(n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)\pi} J_n\left(n\frac{\omega_0}{\omega_c}\pi M\right) \left(\sin n\frac{\pi}{2} - j\cos n\frac{\pi}{2}\right) \quad (5.2-23)$$

令 $m > 0, n = 0$ ，即得载波分量为

$$A_{m0} + jB_{m0} = j\frac{2U_{dc}}{m\pi} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \quad (5.2-24)$$

令 $m > 0, n \neq 0$ ，即得载波边带分量为

$$\begin{aligned}
 A_{nm} + jB_{nm} &= \frac{2U_{dc}}{\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)\pi} J_n\left[\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)\pi M\right] \times \\
 &\quad \left(\sin n\frac{\pi}{2} - j\cos n\frac{\pi}{2}\right)
 \end{aligned} \quad (5.2-25)$$

将以上各式代入式 (5.2-1)，可以得到 $u_{avr}(t)$ 的表达式如下

$$\begin{aligned}
 u_{avr}(t) &= U_{dc} + \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} J_n\left(n\frac{\omega_0}{\omega_c}\pi M\right) \\
 &\quad \left\{ \begin{aligned} &\sin n\frac{\pi}{2} \cos[n(\omega_0 t + \theta_0)] \\ &-\cos n\frac{\pi}{2} \sin[n(\omega_0 t + \theta_0)] \end{aligned} \right\} + \\
 &\quad \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \sin[m(\omega_c t + \theta_c)] + \\
 &\quad \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{J_n\left[\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)\pi M\right]}{\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} \\
 &\quad \left\{ \begin{aligned} &\sin n\frac{\pi}{2} \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \\ &-\cos n\frac{\pi}{2} \sin[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \quad (5.2-26)$$

令调制系数 $M = 0.9$ ，载波数 $N = 21$ ，此时 $u_{avr}(t)$ 的各次谐波分量由图 5.2-11 (a) 给出；而 DF_1 随调制系数 M 、载波数 N 的变化情况则由图 5.2-11 (b) 给出。

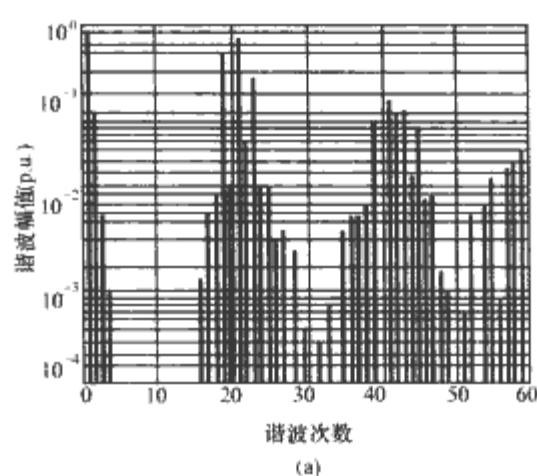
比较自然采样和规则采样的锯齿波调制方式时可以发现，两者之间差异比较大。规则采样的锯齿波调制方式一方面存在基波边带谐波，另一方面载波边带也有些偏移。

2.2.2 三角波调制的对称规则采样

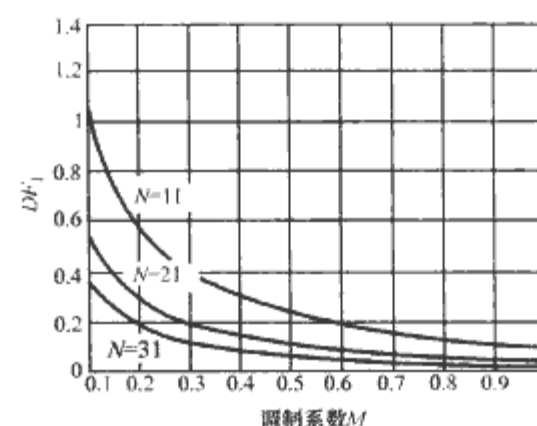
对于三角波的对称规则采样而言，可以类似进行分析，对称规则采样的三角波调制时半桥逆变器输出 PWM 波形的产生机制见图 5.2-12。当 $u_{in} = f(x, y)$ 由 0 切换到 $2U_{dc}$ 时，对应的等高线为 $x = 2p\pi - \pi(1 + M\cos y')$ ；而当 $u_{in} = f(x, y)$ 由 $2U_{dc}$ 切换到 0 时，对应的等高线为 $x = 2p\pi + \pi(1 + M\cos y')$ ，于是利用式 (5.2-3)，同时变更积分限可得

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j(mx+ny)} dx dy' \quad (5.2-27)$$

令 $y = y' + \omega_0 x / \omega_c$ (其中 $2p\pi\omega_0 / \omega_c$ 一项可以省略，因为它不会影响积分值)，由此可得



(a)



(b)

图 5.2-11 规则采样的锯齿波调制时半桥逆变器输出电压谐波分量及 DF_1 随 M 变化情况
(a) 输出电压的谐波分量；(b) DF_1 随 M 的变化情况

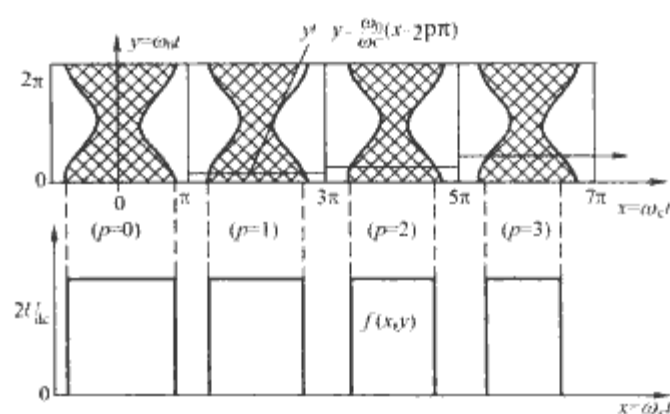


图 5.2-12 对称规则采样的三角波调制时半桥逆变器输出 PWM 波形的产生机制

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j\left[\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)x + ny'\right]} dx dy' \quad (5.2-28)$$

令 $m = n = 0$ ，即得直流分量为

$$A_{00} = 2U_{dc} \quad (5.2-29)$$

令 $m = 0, n > 0$ ，即得基波分量以及基波边带分量为

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{4U_{dc}}{\left(n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)\pi} J_n\left(n\frac{\omega_0}{\omega_c}\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[\left(n\frac{\omega_0}{\omega_c} + n\right)\frac{\pi}{2}\right] \quad (5.2-30)$$

令 $m > 0, n = 0$ ，即得载波分量为

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin m\frac{\pi}{2} \quad (5.2-31)$$

令 $m > 0, n \neq 0$ ，即得载波边带分量为

$$\begin{aligned}
 A_{nm} + jB_{nm} &= \frac{4U_{dc}}{\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)\pi} J_n\left[\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)\frac{\pi}{2}M\right] \times \\
 &\quad \sin\left[\left(m + n\frac{\omega_0}{\omega_c} + n\right)\frac{\pi}{2}\right]
 \end{aligned} \quad (5.2-32)$$

将以上各式代入式 (5.2-1), 可以得到 $u_{\text{an}}(t)$ 的表达式如下

$$u_{\text{an}}(t) = U_{\text{dc}} + \frac{4U_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M\right)}{\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} \sin\left[n\left(1 + \frac{\omega_0}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2}\right] \times \\ \cos[n(\omega_0 t + \theta_0)] + \\ \frac{4U_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos[m(\omega_c t + \theta_c)] + \\ \frac{4U_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{J_n\left[\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M\right]}{\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} \times \\ \sin\left[\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c} + n\right) \frac{\pi}{2}\right] \times \\ \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \quad (5.2-33)$$

令调制系数 $M = 0.9$, 载波数 $N = 21$, 此时 $u_{\text{an}}(t)$ 的各次谐波含量由图 5.2-13 (a) 给出; 而 DF_1 随调制系数 M 、载波数 N 的变化情况则由图 5.2-13 (b) 给出。

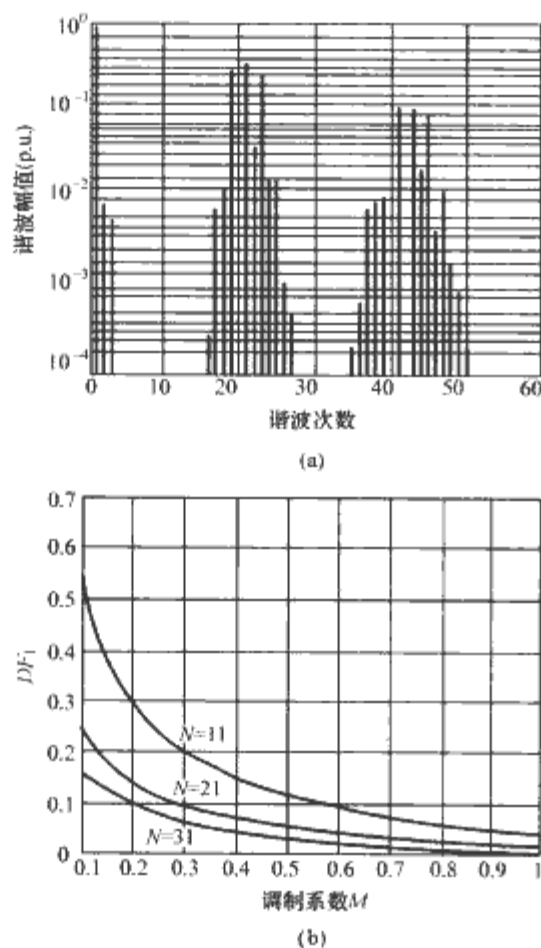


图 5.2-13 对称规则采样的三角波调制时半桥逆变器输出电压谐波分量及 DF_1 随 M 变化情况
(a) 输出电压的谐波分量; (b) DF_1 随 M 的变化情况

比较自然采样和对称规则采样的三角波调制方式时可以发现, 两者之间也存在较大差异: 对称规则采样的三角波调制方式一方面存在基波的边带分量, 另一方面由于载波边带没有出现对消, 因而存在更多的载波边带成分。

2.2.3 三角波调制的不对称规则采样

不对称规则采样当中, 在一个载波周期内存在两个不同的调制波采样值, 此时可以用两个阶梯形状的变量来加以描述, 设一个变量为 y'_r , 且满足 $y'_r = \omega_0(2p\pi - \pi/2)/\omega_c$; 另一个变量设为 y'_l , 且满足 $y'_l = \omega_0(2p\pi + \pi/2)/\omega_c$ 。 y'_r 和 y'_l 又可以分别表示为 $y'_r = y - \omega_0(x - 2p\pi + \pi/2)/\omega_c$, $y'_l = y - \omega_0(x - 2p\pi - \pi/2)/\omega_c$ 。于是当 $u_{\text{an}} = f(x, y)$ 由 0 切换到 $2U_{\text{dc}}$ 时, 对应的等高线为 $x = 2p\pi - \pi(1 + M\cos y'_r)/2$; 而当 $u_{\text{an}} = f(x, y)$ 由 $2U_{\text{dc}}$ 切换到 0 时, 对应的等高线为 $x = 2p\pi + \pi(1 + M\cos y'_l)/2$, 于是利用式 (5.2-3), 并变更积

分限可得

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{U_{\text{dc}}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y'_r)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y'_l)} e^{j(mr+ny)} dx dy \quad (5.2-34)$$

对式 (5.2-34) 进行化简、求解, 并代入式 (5.2-1), 最终可以得到

$$u_{\text{an}}(t) = U_{\text{dc}} + \frac{4U_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} J_n\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M\right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos[n(\omega_0 t + \theta_0)] + \\ \frac{4U_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos[m(\omega_c t + \theta_c)] + \\ \frac{4U_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{J_n\left[\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M\right]}{\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} \sin\left[\left(m + n\right) \frac{\pi}{2}\right] \times \\ \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \quad (5.2-35)$$

令调制系数 $M = 0.9$, 载波数 $N = 21$, 此时 $u_{\text{an}}(t)$ 的各次谐波分量由图 5.2-14 (a) 给出; 而 DF_1 随调制系数 M 、载波数 N 的变化情况则由图 5.2-14 (b) 给出。

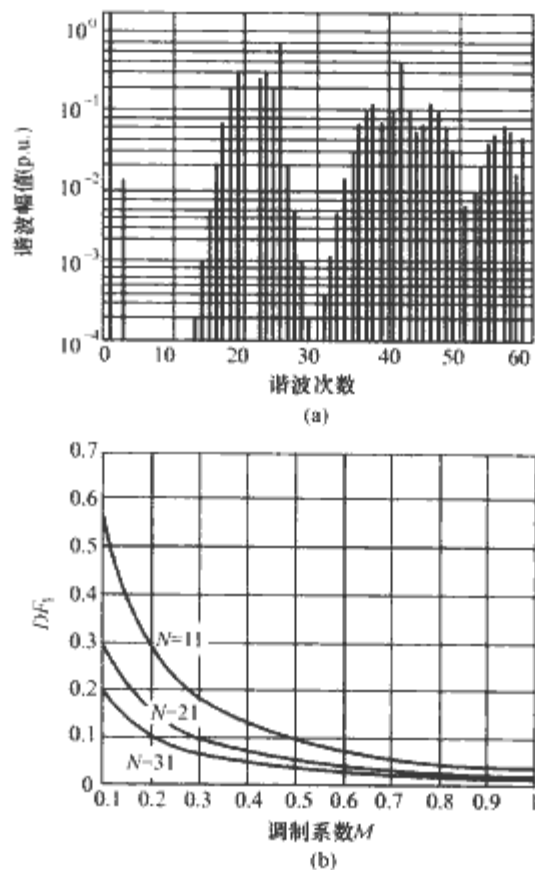


图 5.2-14 不对称规则采样的三角波调制时半桥逆变器输出电压谐波分量及 DF_1 随 M 变化情况
(a) 输出电压的谐波分量; (b) DF_1 随 M 的变化情况

由以上分析可以发现, 不对称规则采样的谐波含量比对称规则采样明显减少了, 因为在不对称规则采样中一方面满足 $(m+n)$ 为偶数的谐波全部消除了, 这是由于在输出电压 $u_{\text{an}}(t)$ 的表达式中包含了一个乘积项 $\sin[(m+n)\pi/2]$; 另一方面不对称规则采样中基波边带谐波当中的偶次谐波被消除了, 因为 $u_{\text{an}}(t)$ 中包含有乘积项 $\sin(n\pi/2)$ 。

2.3 直接 PWM

直接 PWM 是一种基于面积等效的 PWM 策略, 在直接 PWM 当中变流器每一个载波周期内所产生的有效脉冲面积都与参考指令在每一个载波周期内的积分值保持一致, 直接 PWM 方式应用并不是很广泛, 因为在每一个载波周期内都必须进行积分运算, 这将大大增加计算量与实现的难度。通

常, 变流器输出的脉冲宽度可以表示为

$$W_{\text{duty cycle}} = \frac{1}{(t_{i+1} - t_i)} \int_{t_i}^{t_{i+1}} M \cos \omega_0 t dt \quad (5.2-36)$$

如果类似于对称规则采样那样, 将开关脉冲放置在一个载波周期的中间位置, 此时一个开关周期内仅有一个开关脉冲, 且脉冲宽度可以表示为

$$W_{\text{symm}} = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_i}^{t_i + \Delta T} M \cos \omega_0 t dt \quad (5.2-37)$$

若类似于不对称规则那样, 在每半个开关周期内各有一个开关脉冲 (但不会增加开关频率), 那么每一个脉冲的宽度可以表示为

$$W_{\text{asymm}} = \frac{2}{\Delta T} \int_{t_i}^{t_i + \frac{\Delta T}{2}} M \cos \omega_0 t dt \quad (5.2-38)$$

实际上, 上面这两种直接 PWM 的谐波频谱与对应的对称规则采样 PWM、不对称规则采样 PWM 的谐波频谱几乎一致, 尤其是当载波比较大时, 直接 PWM 在谐波频谱方面相对于对称规则采样和不对称规则采样而言并没有体现出明显的优势, 当然若载波比较小时, 直接 PWM 所能获得的基波成分的精确度有所提高。

3 单相电压型逆变器的三电平 PWM 调制策略

针对单相电压型逆变器的三电平 PWM 调制策略 (也称为单极倍频 PWM 调制策略), 本文以图 5.2-15 作为分析对象。本文中实现三电平的方法, 是假定两个桥臂共用同一个载波, 但调制波指令值互差 180° , 且假设 $u_{uz}^* = U_{dc} M \cos \omega_0 t$, $u_{vz}^* = U_{dc} M \cos (\omega_0 t - \pi)$, 其中 $0 \leq M \leq 1$, 则输出电压指令为 $u_{uv}^* = u_{uz}^* - u_{vz}^* = 2U_{dc} M \cos \omega_0 t$ 。

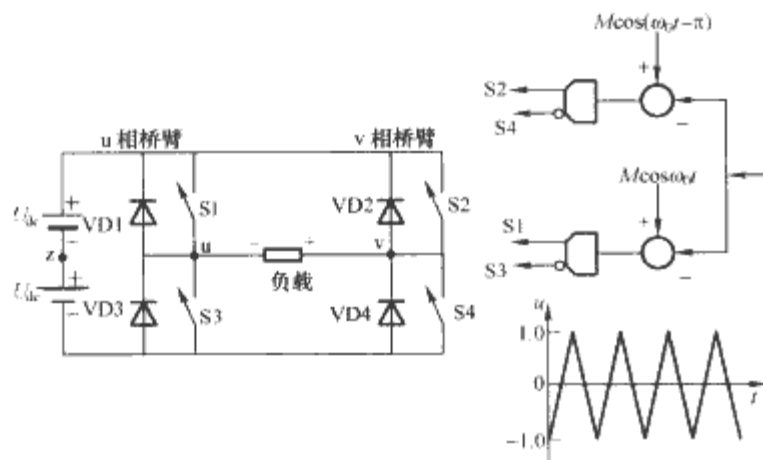


图 5.2-15 单相全桥式电压型逆变器的三电平 PWM 调制

图 5.2-16 所示为自然采样的三角波调制时三电平实现过程的相关波形, 请注意, 输出电压 $u_{uv}(t)$ 在基波正半周仅有 $2U_{dc}$ 和 0 两个值; 而在基波负半周仅有 0 和 $-2U_{dc}$ 两个值, 这就是该调制方式之所以称为三电平的原因。图 5.2-16 的底部给出了更加详细的调制过程, 可以看到每一个载波周期开始与结束时输出电压都是零电平, 而且有效电平 ($\pm 2U_{dc}$) 几乎处于每半载波周期的中间, 同时输出电平脉冲的频率是载波频率的两倍 (倍频的含义)。

在前面已经分析了单相半桥逆变器自然采样 PWM 的频谱, 这里只用对 u 桥臂和 v 桥臂分别令 $\theta_0 = 0$ 和 $\theta_0 = -\pi$, 即可得到

$$u_{uz}(t) = U_{dc} M \cos \omega_0 t + \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (5.2-39)$$

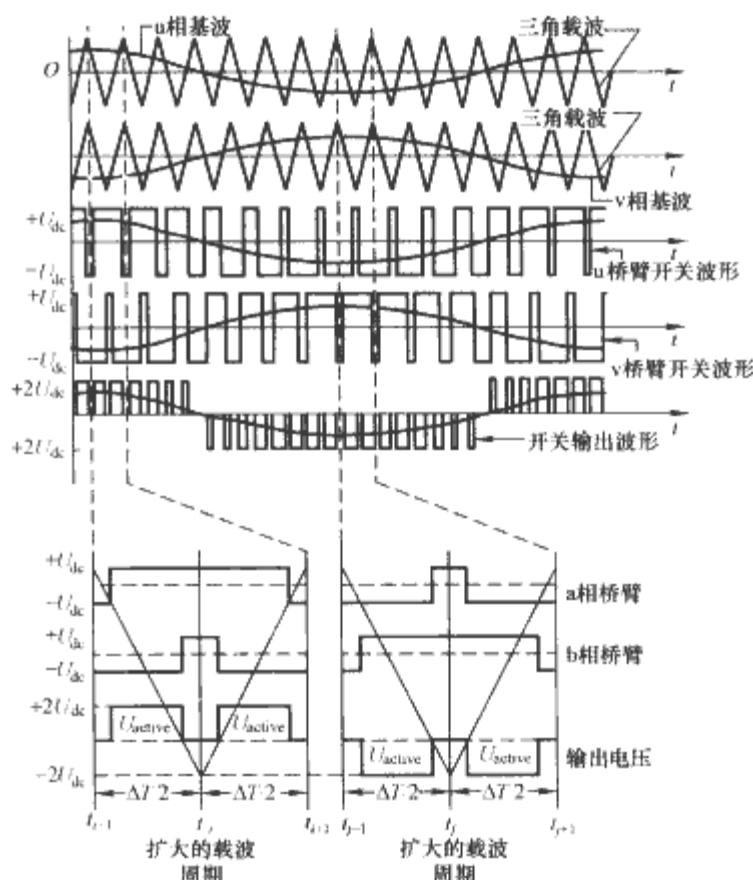


图 5.2-16 单相全桥电压型逆变器的三电平 PWM 调制具体实现

$$u_{vz}(t) = U_{dc} M \cos (\omega_0 t - \pi) +$$

$$\frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \times \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos[m\omega_c t + n(\omega_0 t - \pi)] \quad (5.2-40)$$

于是实际输出电压为

$$u_{uv}(t) = 2U_{dc} M \cos (\omega_0 t) + \frac{8U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n-1} (m\pi M) \times \cos[(m+n-1)\pi] \cos[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (5.2-41)$$

式 (5.2-41) 表明, 除了基波与 $2m\omega_c + (2n-1)\omega_0$ 次谐波成分外, 其他谐波全被消除了, 而使得谐波被消除的关键原因有两个方面: 一方面是由于实际输出电压 $u_{uv}(t)$ 为两个桥臂输出电压 $u_{uz}(t)$ 与 $u_{vz}(t)$ 之差, 从而使得 $u_{uz}(t)$ 与 $u_{vz}(t)$ 中相同的谐波分量互相抵消了; 另一方面是由于在三电平 PWM 模式当中一个载波周期内存在两个开关脉冲 (倍频), 从而使得实际输出电压脉冲的频率是载波频率的两倍, 从而使得奇数倍载波频率的谐波消除了。

令调制系数 $M = 0.9$, 载波数 $N = 21$, 此时 $u_{uv}(t)$ 的各次谐波含量如图 5.2-17 (a) 所示; 而 DF_1 随调制系数 M 、载波数 N 的变化情况则如图 5.2-17 (b) 所示。

针对载波分别为三角波和锯齿波, 以及自然采样和规则采样等都可以按照相同的方式得到输出电压的频谱分量, 所得到的结果如下:

载波为锯齿波, 自然采样时

$$u_{uv}(t) = 2U_{dc} M \cos \omega_0 t + \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n (m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} \times \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (5.2-42)$$

载波为锯齿波, 规则采样时

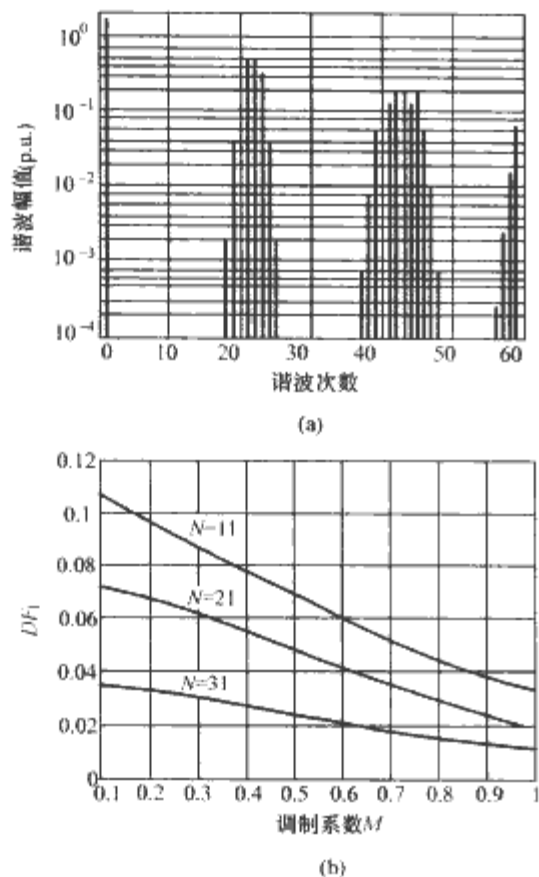


图 5.2-17 自然采样的三角波三电平 PWM 调制时单相全桥逆变器输出电压谐波分量及 DF_1 随 M 的变化情况
(a) 输出电压的谐波分量; (b) DF_1 随 M 的变化情况

$$u_{uv}(t) = \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \pi M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos n \omega_0 t +$$

$$\frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right) \pi M \right]$$

$$\sin n \frac{\pi}{2} \cos (m \omega_c t + n \omega_0 t) \quad (5.2-43)$$

载波为三角波, 对称规则采样时

$$u_{uv}(t) = \frac{8U_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right)}{\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} \sin \left[n \left(1 + \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right] \times$$

$$\left| \sin n \frac{\pi}{2} \right| \cos n \omega_0 t + \frac{8U_{dc}}{\pi}$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M \right]}{\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)}$$

$$\sin \left[\left(m + n \frac{\omega_0}{\omega_c} + n\right) \frac{\pi}{2} \right] \times$$

$$\left| \sin n \frac{\pi}{2} \right| \cos (m \omega_c t + n \omega_0 t) \quad (5.2-44)$$

载波为三角波, 不对称规则采样时

$$u_{uv}(t) = \frac{8U_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos n \omega_0 t +$$

$$\frac{8U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{q} J_{2n-1} \left(q' \frac{\pi}{2} M \right) \cos [(m+n-1)\pi] \times$$

$$\cos [2m \omega_c t + (2n-1) \omega_0 t] \quad (5.2-45)$$

式中: $q' = 2m + (2n-1) \omega_0 / \omega_c$ 。

图 5.2-18 给出了各种不同采样方式下单相全桥逆变器三电平 PWM 调制时 DF_1 随调制系数 M 、载波数 N 的变化情况。由以上公式分析和图形可以得到:

(1) 对于载波为锯齿波或者对称规则采样而言, 输出电

压当中存在载波倍频的谐波以及载波倍频附近的边带谐波; 而对三角波作载波的自然采样或不对称规则采样而言, 输出电压当中不存在奇数倍载波频率的边带谐波。

(2) 无论是对称规则采样还是不对称规则采样, 输出电压当中仅仅存在奇次边带谐波, 而不存在偶次边带谐波。

(3) 两个桥臂之间的某些谐波对消现象会影响输出电压的 DF_1 。

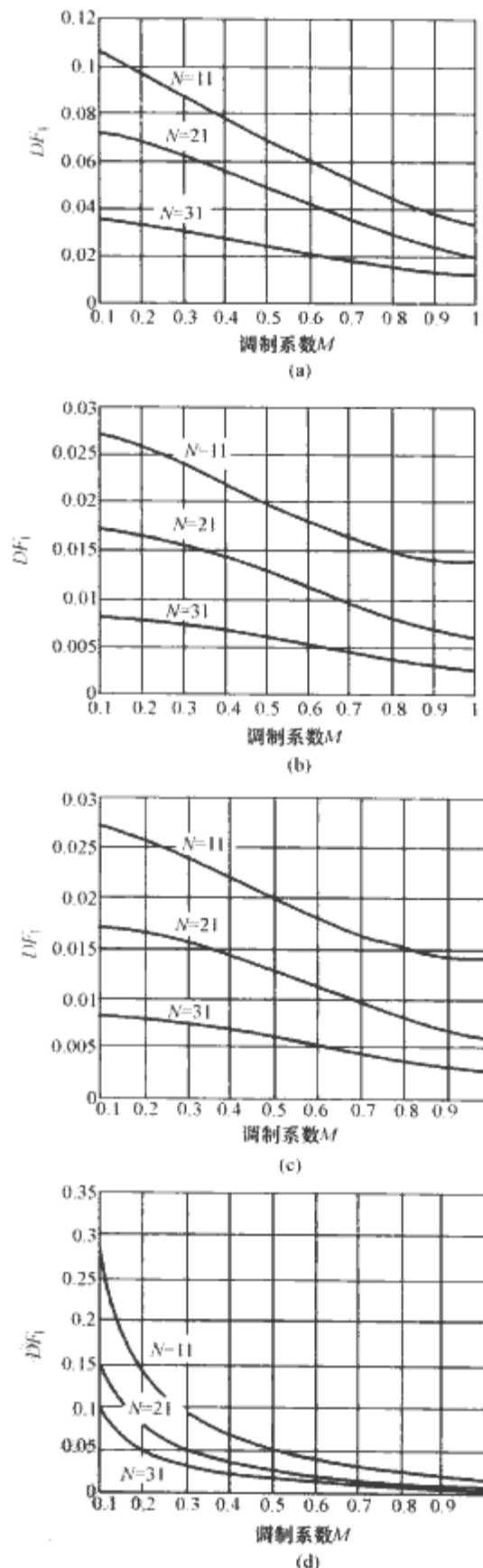


图 5.2-18 单相全桥逆变器三电平 PWM 调制下的 DF_1 随调制系数 M 的变化情况

(a) 锯齿波自然采样; (b) 锯齿波规则采样; (c) 三角波对称规则采样; (d) 三角波不对称规则采样

4 三相电压型逆变器的 PWM 调制策略

本节将对三相电压型逆变器的 PWM 调制策略进行分析, 对应的电路拓扑如图 5.2-19 所示, 它与两桥臂单相逆变器区别之处在于多出了一个桥臂, 同时三相参考指令之间

相移为 120° 而不是 180° 。三相逆变器的基本调制策略与单相逆变器是一样的, 同样也包含自然采样和规则采样, 以及锯齿波和三角波作载波的情况。

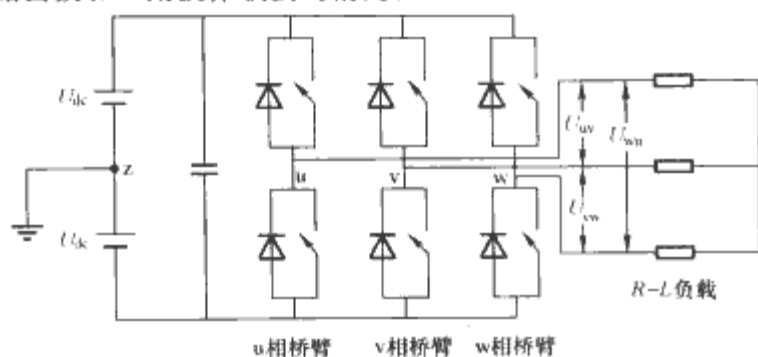


图 5.2-19 三相三线制电压型逆变器基本拓扑

图 5.2-20 所示为载波为三角波时的自然采样 PWM 过程, 图中令三相电压的指令分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{uz}^* &= U_0 \cos \omega_0 t = MU_{dc} \cos \omega_0 t \\ u_{vz}^* &= U_0 \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) = MU_{dc} \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ u_{wz}^* &= U_0 \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) = MU_{dc} \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (5.2-46)$$

式中: U_0 为输出电压峰值, $M = U_0/U_{dc}$ 为调制系数。由此可以得到对应的线电压指令分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{uv}^* &= u_{uz}^* - u_{vz}^* = M\sqrt{3}U_{dc} \cos(\omega_0 t + \pi/6) \\ u_{vw}^* &= u_{vz}^* - u_{wz}^* = M\sqrt{3}U_{dc} \cos(\omega_0 t - \pi/2) \\ u_{wu}^* &= u_{wz}^* - u_{uz}^* = M\sqrt{3}U_{dc} \cos(\omega_0 t + 5\pi/6) \end{aligned} \right\} \quad (5.2-47)$$

由图 5.2-20 可以看出, 线电压在每一个载波周期内都含有两个有效的脉冲电平 ($2U_{dc}$ 或 $-2U_{dc}$), 这一点与单相逆变器的三电平调制一致, 但差别之处在于这两个脉冲并不是处于每半个载波周期的中间。

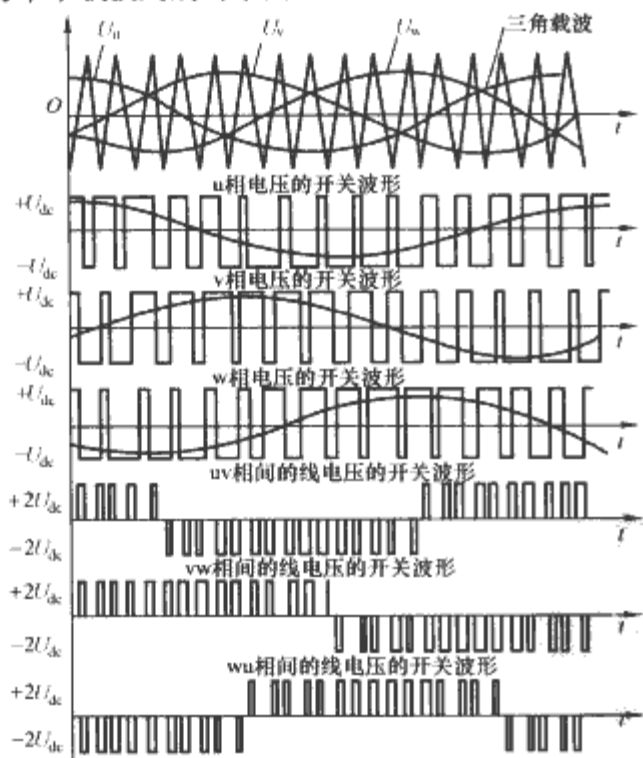


图 5.2-20 载波为三角波时三相三线制电压型逆变器的自然采样 PWM 波形

以三角波作载波时自然采样的三相逆变器输出电压的频谱分析可以采用与单相逆变器一样的方法, 即对 u、v、w 三相而言分别令 $\theta_0 = 0$ 、 $\theta_0 = -2\pi/3$ 、 $\theta_0 = 2\pi/3$ 即得

$$u_{uz}(t) = U_{dc} M \cos(\omega_0 t) + \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left[(m+n) \frac{\pi}{2}\right] \times \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (5.2-48)$$

$$u_{vz}(t) = U_{dc} M \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left[(m+n) \frac{\pi}{2}\right] \times \cos\left[m\omega_c t + n\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \quad (5.2-49)$$

$$u_{wz}(t) = U_{dc} M \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left[(m+n) \frac{\pi}{2}\right] \times \cos\left[m\omega_c t + n\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \quad (5.2-50)$$

由此可以得到线电压, 这里仅仅以线电压 u_{uv} 为例, u_{uv} 可以表示为

$$u_{uv}(t) = \sqrt{3}U_{dc} M \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{8U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left[(m+n) \frac{\pi}{2}\right] \sin n \frac{\pi}{3} \cos\left[m\omega_c t + n\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{2}\right] \quad (5.2-51)$$

从 u_{uv} 表达式可以看出, 它与单相逆变器存在较大差异: 首先, u_{uv} 当中不存在载波倍频成分; 其次, 满足 $(m+n)$ 为偶数的谐波全部不存在; 最后, 满足 n 为 3 的倍数的谐波成分也不存在。

对于调制系数 $M = 0.9$, 载波数 $N = 21$, 图 5.2-21 (a) 给出了 u_{uv} 的各次谐波分量, 而 DF_1 随调制系数 M 的变化情况则由图 5.2-21 (b) 给出。

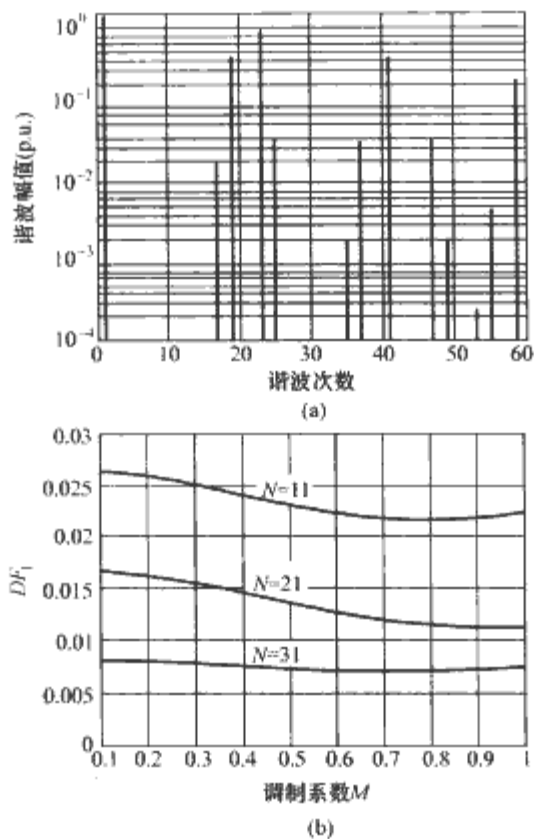


图 5.2-21 自然采样的三角波调制时三相逆变器输出电压谐波分量及 DF_1 随 M 的变化情况
(a) 输出电压的谐波分量; (b) DF_1 随 M 的变化情况

三相逆变器 PWM 调制的其他策略, 如载波为三角波或锯齿波、自然采样或规则采样等多种情况, 其分析方式与单相逆变器完全一致, 这里就不详述了。

由线电压指令的表达式 (5.2-47) 可以看出, 按照通常的调制方法三相三线制系统所能获得的最大输出线电压峰值为 $\sqrt{3}U_{dc}$ 而不是 $2U_{dc}$, 即在输入直流电压不变的情况下, 所能获得的输出线电压峰值会有所下降, 这对电动机驱动等

某些负载而言是不希望看到的。1975年 Buja 和 Indri 提出可以通过在相电压的参考指令里注入三次谐波来使得实际的调制系数 M 可以大于 1 但又不会产生过调制现象（过调制时会产生低次谐波，因而应当尽量避免），而且所注入的三次谐波在输出线电压里不会出现，这是因为相电压相减时会自动消除三次谐波。

假设注入三次谐波后的相电压参考指令信号如式 (5.2-52) 所示

$$\left. \begin{aligned} u_{uz(\text{ref}+3)}^* &= U_{dc}(M\cos\omega_0 t + M_3\cos 3\omega_0 t) \\ u_{vz(\text{ref}+3)}^* &= U_{dc}[M\cos(\omega_0 t - 2\pi/3) + M_3\cos 3\omega_0 t] \\ u_{wz(\text{ref}+3)}^* &= U_{dc}[M\cos(\omega_0 t + 2\pi/3) + M_3\cos 3\omega_0 t] \end{aligned} \right\} \quad (5.2-52)$$

这里以 $u_{uz(\text{ref}+3)}^*$ 为例进行分析，在等号左、右同时除以 MU_{dc} ，可以得到

$$u = \frac{u_{uz(\text{ref}+3)}^*}{MU_{dc}} = \cos\theta_0 + \gamma\cos 3\theta_0 \quad (5.2-53)$$

式中： $\gamma = M_3/M$ ， $\theta_0 = \omega_0 t$ ，为了求取 u 的极值，可以令 $du/d\theta_0 = 0$ ，从而得到 $\cos\theta_0 = \sqrt{(3\gamma-1)/(12\gamma)}$ ，于是可以得到以 γ 为参数的 u 的极值 $u_{\max} = -(\gamma - 1/3)\sqrt{1-1/(3\gamma)}$ 。为了求取 u_{\max} 取极值时的 γ 值，可以再令 $du_{\max}/d\gamma = 0$ ，即有 $\gamma = 1/3$ 或者 $\gamma = -1/6$ 。对于 $\gamma = 1/3$ ， $u_{\max} = 0$ ，显然不合适；而对于 $\gamma = -1/6$ 时， $u_{\max} = \sqrt{3}/2$ ，对应的 $u_{uz(\text{ref}+3)}^* = \sqrt{3}MU_{dc}/2$ ，因此此时的调制系数 M 可以大于 1，且最大可取值为 $M = 2/\sqrt{3} = 1.15$ ，而且此时仍可保证不会发生过调制，也就是说调制系数 M 可以一直增大到 1.15 时 $u_{uz(\text{ref}+3)}^*$ 才达到 U_{dc} 。当 $M = 1.15$ 时，输出线电压峰值可以达到 $\sqrt{3}MU_{dc} = 2U_{dc}$ ，比原来的 $\sqrt{3}U_{dc}$ 提高了 15% 左右。且由于 $\gamma = -1/6$ ，所以对应的相电压参考指令为 $u_{uz(\text{ref}+3)}^* = MU_{dc}(\cos\omega_0 t - 1/6\cos 3\omega_0 t)$ ，也就是说，通过在参考指令里注入 $1/6$ 倍基波幅值的三次谐波即可使得在不发生过调制情况下调制系数 M 可以达到 1.15，从而使得最大输出线电压的峰值可以达到 $2U_{dc}$ 。

相电压参考指令里注入三次谐波之后输出电压一相的调制波形如图 5.2-22 所示，其频谱分析与没有注入三次谐波时几乎是一样的，唯一的差别仅仅在于参考指令在原来的单一正弦上再引入一定成分的三次谐波而已，下面给出结果：

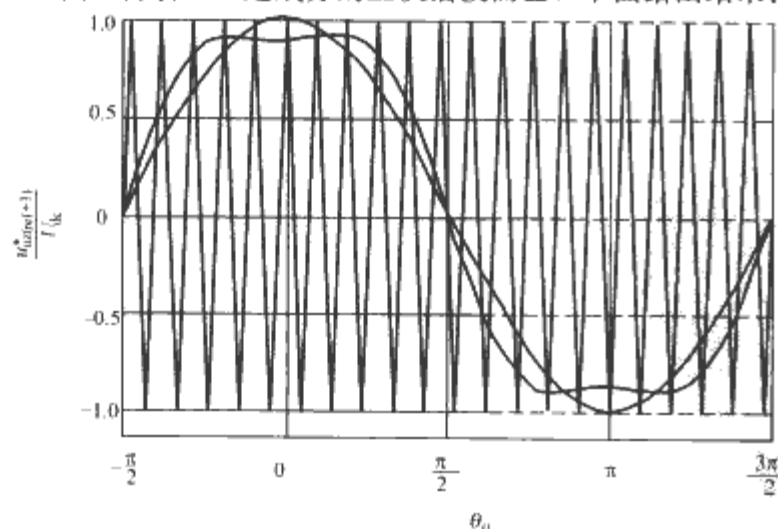


图 5.2-22 输出一相电压参考指令里注入三次谐波后的调制波形

载波为三角波，自然采样时

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\pi/2(1+M\cos y' + M_3\cos 3y')}{\pi/2(1+M\cos y' + M_3\cos 3y')} 2U_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy' \quad (5.2-54)$$

载波为锯齿波，规则采样时

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\pi(M\cos y' + M_3\cos 3y')}{\pi^2} e^{j\left[mx + n\left(y' + \frac{\omega_0}{\omega_c}x\right)\right]} dx dy' \quad (5.2-55)$$

载波为三角波，对称规则采样时

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{U_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{\pi/2(1+M\cos y' + M_3\cos 3y')}{\pi/2(1+M\cos y' + M_3\cos 3y')} e^{j\left[mx + n\left(y' + \frac{\omega_0}{\omega_c}x\right)\right]} dx dy' \quad (5.2-56)$$

载波为三角波，不对称规则采样时

$$A_{nm} + jB_{nm} = \frac{U_{dc}}{\pi^2} \left\{ \begin{aligned} &\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^0 \frac{\pi/2(1+M\cos y'_1 + M_3\cos 3y'_1)}{\pi/2(1+M\cos y'_1 + M_3\cos 3y'_1)} e^{j\left[mx + n\left(y'_1 + \frac{\omega_0}{\omega_c}x + \frac{\omega_0}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right)\right]} dx dy'_1 \\ &+ \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} \frac{\pi/2(1+M\cos y'_2 + M_3\cos 3y'_2)}{\pi/2(1+M\cos y'_2 + M_3\cos 3y'_2)} e^{j\left[mx + n\left(y'_2 + \frac{\omega_0}{\omega_c}x - \frac{\omega_0}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right)\right]} dx dy'_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.2-57)$$

式中： $y = y' + (\omega_0/\omega_c)x$ 。

5 空间矢量脉冲宽度调制

5.1 空间矢量调制的定义

三相逆变器所可能出现的 8 种开关状态如图 5.2-23 所示。定义直流电压的中点为参考点 z ，设母线电压的大小是 $2U_{dc}$ ，所以 u, v, w 输出电压为 $+U_{dc}$ 或 $-U_{dc}$ 。定义开关函数 S 在上桥臂导通时为 1，下桥臂导通时为 -1。将不同状态下的逆变桥的输出电压 u_{uz}, u_{vz}, u_{wz} 代入式 (5.2-58) 的变换式中，可以得到如图 5.2-24 所示的 8 个空间矢量 $SU_0 \sim SU_7$ 。其中 $SU_1 \sim SU_6$ 称为有效矢量， SU_0 和 SU_7 称为零矢量。

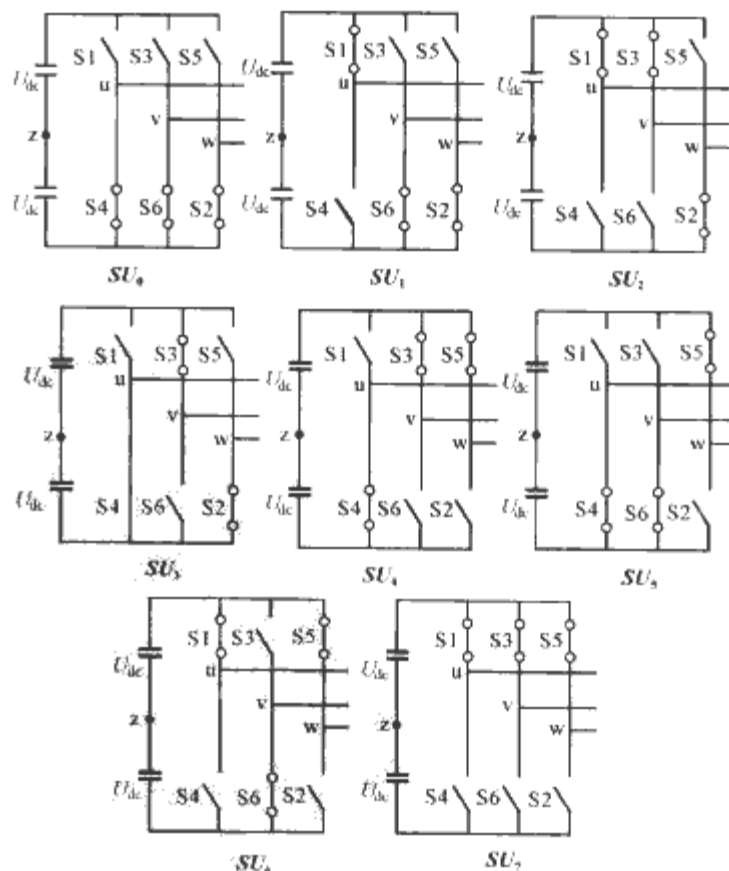


图 5.2-23 三相逆变器的 8 种开关状态

$$U_r = \frac{2}{3} (u_{uz} + e^{j\frac{2}{3}\pi} u_{vz} + e^{j\frac{4}{3}\pi} u_{wz})$$

$$= \frac{2}{3} (S_u U_{dc} + e^{j\frac{2}{3}\pi} S_v U_{dc} + e^{j\frac{4}{3}\pi} S_w U_{dc}) \quad (5.2-58)$$

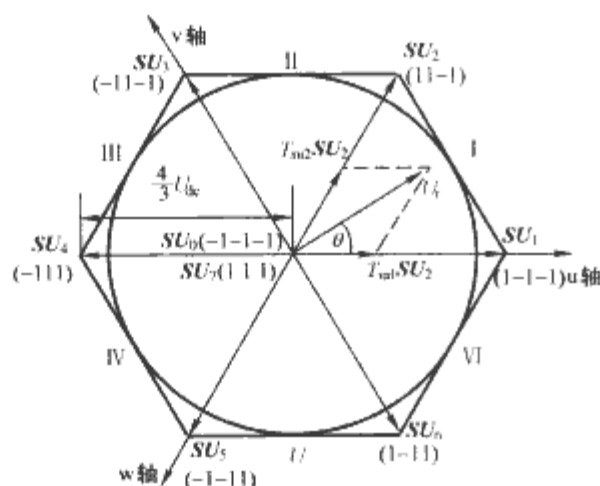


图 5.2-24 电压空间矢量定义与合成

把各种开关状态下直流电压的数值代入式 (5.2-58), 可知零矢量的长度为零, 而有效矢量的长度为

$$U_m = \frac{4}{3} U_{dc} \quad (5.2-59)$$

电压空间矢量调制的思想源于交流异步电动机的变频调速。交流异步电动机的工作原理表明, 空间上互差 120° , 相位上也互差 120° 的三相正弦交流量按式 (5.2-58) 合成, 将得到模长固定, 匀速旋转的空间矢量。而该矢量在三相轴上的投影就是三个对称的正弦量。所以要使得逆变器输出三个标准正弦电压, 就应该生成一个长度固定、匀速旋转的空间矢量。

由于逆变器只能输出长度固定, 数量有限的 8 个矢量, 所以除此以外的矢量必须由这 8 个矢量合成得到。合成原则应满足伏秒平衡原理。如图 5.2-24 所示, 设在第 I 扇区电压矢量 U_r 的作用时间为 $T_s/2$ (T_s 为开关周期), U_r 由 SU_1 、 SU_2 和零矢量合成得到。根据伏秒平衡原理, 合成式满足

$$\begin{aligned} \frac{T_s}{2} U_r &= \frac{T_s}{2} U_r e^{j\theta} = U_r (\cos\theta_0 + j\sin\theta_0) \\ &= T_{su1} SU_1 + T_{su2} SU_2 + T_{su0/7} SU_0 \quad (5.2-60) \end{aligned}$$

零矢量虽然不产生输出电压, 但可以填补有效矢量作用时间的不足部分。解方程式 (5.2-60), 算出各个矢量的作用时间为

$$T_{su1} = \frac{U_r \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_0)}{U_m \sin \frac{\pi}{3}} \times \frac{T_s}{2} \quad (5.2-61)$$

$$T_{su2} = \frac{U_r \sin \theta_0}{U_m \sin \frac{\pi}{3}} \times \frac{T_s}{2} \quad (5.2-62)$$

$$T_{su0/7} = \frac{T_s}{2} - T_{su1} - T_{su2} \quad (5.2-63)$$

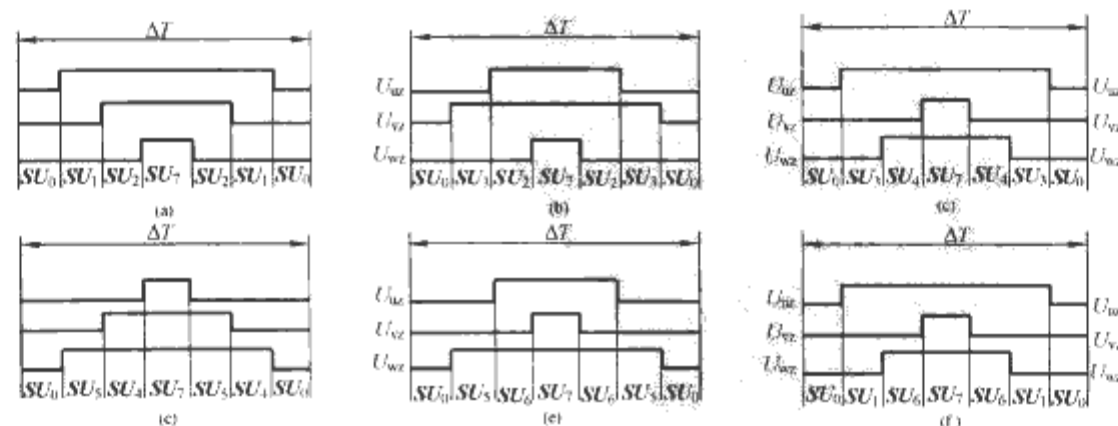


图 5.2-26 I ~ VI 扇区的开关次序

(a) 扇区 I; (b) 扇区 II; (c) 扇区 III; (d) 扇区 IV; (e) 扇区 V; (f) 扇区 VI

T_{su1} 和 T_{su2} 之和应满足

$$\frac{T_{su1} + T_{su2}}{T_s/2} = \frac{2U_r \sin \frac{\pi}{6}}{U_m \sin \frac{\pi}{3}} \leq 1 \quad (5.2-64)$$

所以, 能合成的最大矢量, 也即输出相电压基波的峰值 U_r 满足

$$U_r \leq U_m \sin \frac{\pi}{3} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_{dc} \quad (5.2-65)$$

因此, 输出线电压基波的峰值为

$$U_{L1} \leq 2U_{dc} \quad (5.2-66)$$

这和三次谐波注入的三相 SPWM 调制所产生的线电压是一样的。

空间矢量调制 (SVM; Space Vector Modulation) 的线性调制范围虽然是在图 5.2-24 所示正六边形以内, 但是式 (5.2-66) 表明, 要想在整个基波周期都能不过调制, 空间矢量的调制范围必须限制在正六边形的内切圆里面。

原理上讲, 合成矢量只要满足式 (5.2-60), 输出的电压基波是相同的。不过矢量所用的次序不同, 零矢量的选择和位置不同将产生不同的调制效果。一般来讲, 通过合理安排矢量顺序, 使得在一次矢量合成作用中, 各桥臂仅动作一次。图 5.2-25 是以第 I 扇区为例, 显示了有效矢量和零矢量的作用顺序, 零矢量的作用时间由 SU_0 和 SU_7 均分。其他扇区的矢量作用次序则如图 5.2-26 所示。这是典型的空间矢量发送方式, 一般称为常规空间矢量调制或典型空间矢量调制, 有时也简称为空间矢量调制。

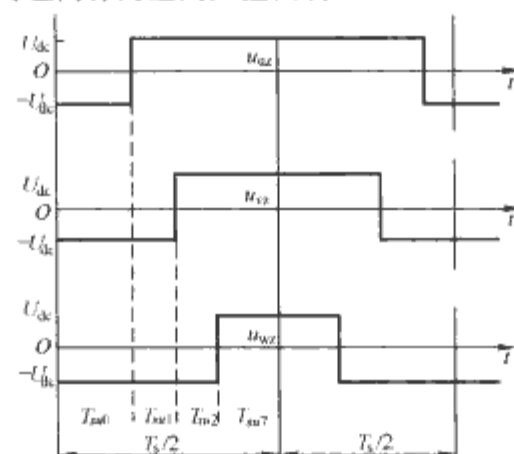


图 5.2-25 第 I 扇区的开关次序

通过给定某个开关周期内的期望输出电压, 然后计算脉冲宽度, 所以空间矢量调制其实是一种规则采样。如果各个矢量在后 $T_s/2$ 的作用时间和前 $T_s/2$ 一样, 那么这是一种对称规则采样。如果后 $T_s/2$ 要重新计算各矢量的作用时间, 那么就是不对称规则采样。

式 (5.2-65) 表明, 空间矢量调制具有和谐波注入调制

同样的直流电压利用率,其调制比可以达到 $2/\sqrt{3}$ 。但是,空间矢量调制是基于瞬时值定义的,适合于动态过程中脉冲密度的计算。而谐波注入调制策略是在频域中基于稳态定义的,在动态调整过程中,如何确定脉宽比较困难。

5.2 空间矢量调制的调制波和零矢量的处理

式 (5.2-60) ~ 式 (5.2-62) 表明,一旦矢量 U_r 确定,那么合成矢量中有效矢量的作用时间就是确定的。但图 5.2-25 和图 5.2-26 表明,对于零矢量采取不同的分配策略,将会影响到各桥臂的最终输出脉宽。图 5.2-25 和图 5.2-26 也同时表明,零矢量的作用是使得各桥臂输出脉宽按相同的大小变化,所以桥臂之间的脉冲宽度之差是保持不变的。也就是说,零矢量的作用相当于在各相调制波中注入了某种零序分量。

作为一种规则采样调制算法,空间矢量调制的定义本身并没有给出对应的调制波。但是,根据规则采样的定义,可以根据实际发送的脉宽计算出在对应的采样点的调制波大小。综合常用的几种空间矢量调制算法,可得到各相的调制波 u_{us} 、 u_{vs} 、 u_{ws} 如下

$$\left. \begin{aligned} u_{us} &= u_u + u_z \\ u_{vs} &= u_v + u_z \\ u_{ws} &= u_w + u_z \\ u_z &= -ku_{\max} - (1-k)u_{\min} + (2k-1)U_{dc}/6 \end{aligned} \right\} \quad (5.2-67)$$

式中: $u_u = M\cos\omega t_n$; $u_v = M\cos(\omega t_n - \frac{2\pi}{3})$; $u_w = M\cos(\omega t_n + \frac{2\pi}{3})$; M 为调制比,它等于相电压基波峰值和直流母线电压一半之比; $u_{\max} = \max(u_u, u_v, u_w)$; $u_{\min} = \min(u_u, u_v, u_w)$; $0 \leq k \leq 1$ 。

图 5.2-27 所示为不同 k 值时零序分量 u_z 波形。实际的调制波通常是不同区段对应不同 k 值的组合。常规空间矢量调制,其基波 u_u 、零序分量 u_z 、调制波 u_{us} 如图 5.2-28 所示。对应于 k 的取值不同或变化,调制波也会发生相应的变化。各相调制波的解析表达式见表 5.2-1

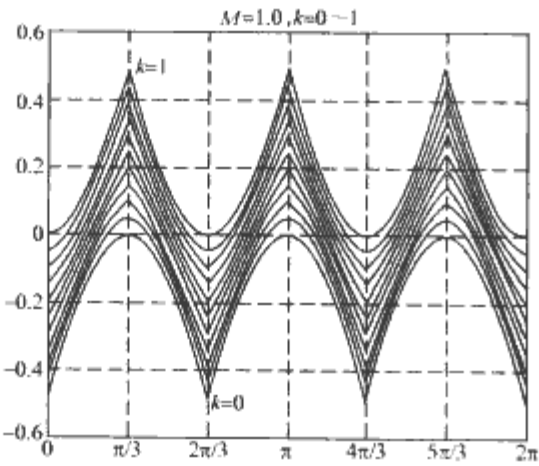


图 5.2-27 不同 k 值时的零序分量

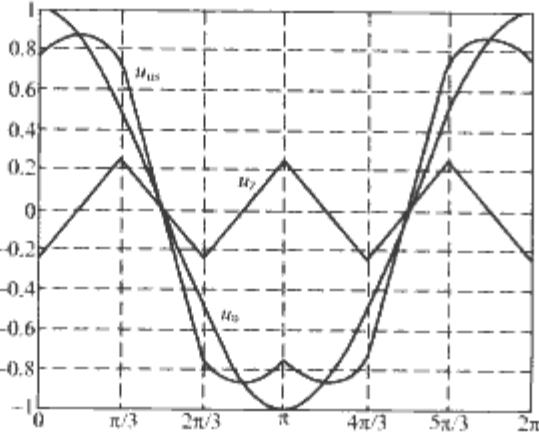


图 5.2-28 常规空间矢量调制的调制波

表 5.2-1 常规 SUM 的各相调制波

60° 扇区	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 u_v/U_{dc}	w 相桥臂 u_w/U_{dc}
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 + \frac{\pi}{6})$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 - \frac{5\pi}{6})$	$\frac{3}{2}M\cos(\theta_0 + \frac{2\pi}{3})$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{3}{2}M\cos\theta_0$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\sin\theta_0$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}M\sin\theta_0$
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 - \frac{\pi}{6})$	$\frac{3}{2}M\cos(\theta_0 - \frac{2\pi}{3})$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 + \frac{5\pi}{6})$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 0$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 + \frac{\pi}{6})$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 - \frac{5\pi}{6})$	$\frac{3}{2}M\cos(\theta_0 + \frac{2\pi}{3})$
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{3}$	$\frac{3}{2}M\cos\theta_0$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\sin\theta_0$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}M\sin\theta_0$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 + \frac{\pi}{6})$	$\frac{3}{2}M\cos(\theta_0 - \frac{2\pi}{3})$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta_0 + \frac{5\pi}{6})$

当 k 的取值为 0 或 1 的时候,相当于在矢量合成时仅使用零矢量 SU_0 或 SU_7 ,从图 5.2-25 和图 5.2-26 可以看到,这时逆变器的三个桥臂中,会有一个桥臂不发生开关动作,而是始终保持为正母线或负母线连接的开关管导通。对应到式 (5.2-67) 的调制波公式看,此时为最大值或最小值的那一相的调制波已经等于正母线电压或负母线电压,所以不会发生开关动作。通过对 k 取 0、1 或在 0、1 之间交替变化,就可以得到不连续调制 (Discontinuous Modulation),也称为母线箝位调制 (Bus Clamp Modulation)。如图 5.2-29 ~ 图 5.2-34 以 u 相为例,显示了不同调制策略下的调制波、基波分量和零序分量的波形。与之对应的各相调制波解析表达式如表 5.2-2 ~ 表 5.2-7 所示。

DPWMIN 方式中, k 值恒为 0。DPWMAX 方式中, k 值恒为 1。

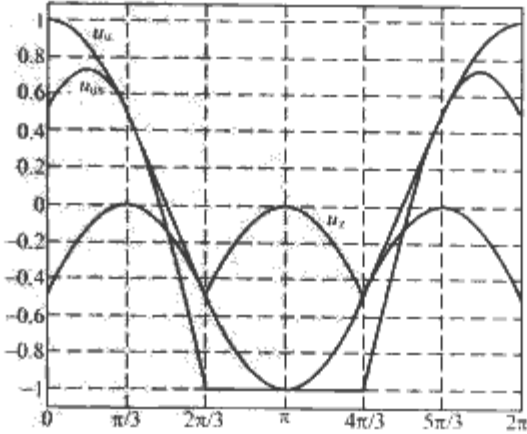


图 5.2-29 DPWMIN 的调制构成

DPWM0 方式中, 矢量角 θ 在 $[0, \pi/3]$, $[2\pi/3, \pi]$,

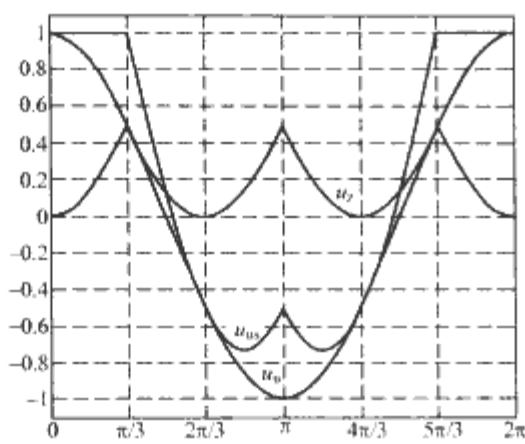


图 5.2-30 DPWMAX 的调制构成

$[4\pi/3, 5\pi/3]$ 区间时 k 取值为 0, 其他区间时取值为 1。DPWM2 方式和 DPWM0 相反, 矢量角 θ 在 $[0, \pi/3], [2\pi/3, \pi], [4\pi/3, 5\pi/3]$ 区间时 k 取 1, 其他区间 k 取值为 0。

DPWM1 方式中, 矢量角 θ 在 $[\pi/6, \pi/2], [5\pi/6, 7\pi/6], [3\pi/2, 11\pi/6]$ 区间时 k 取值为 0, 其他区间取值为 1。DPWM3 方式中, 矢量角 θ 在 $[\pi/6, \pi/2], [5\pi/6, 7\pi/6], [3\pi/2, 11\pi/6]$ 区间时 k 取值为 1, 其他区间取值为 0。

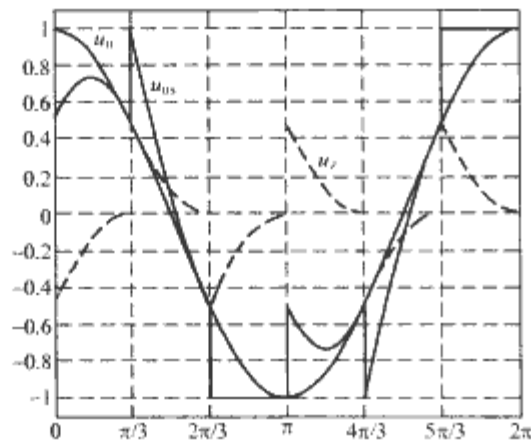


图 5.2-31 DPWM0 的调制波构成

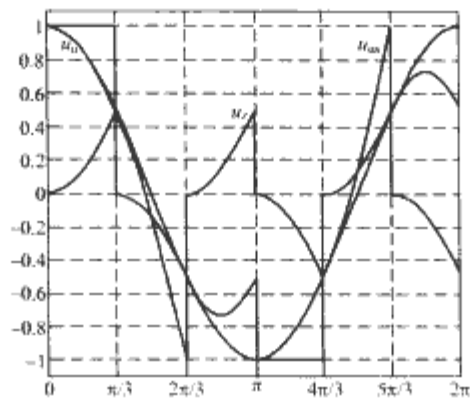


图 5.2-32 DPWM2 的调制波构成

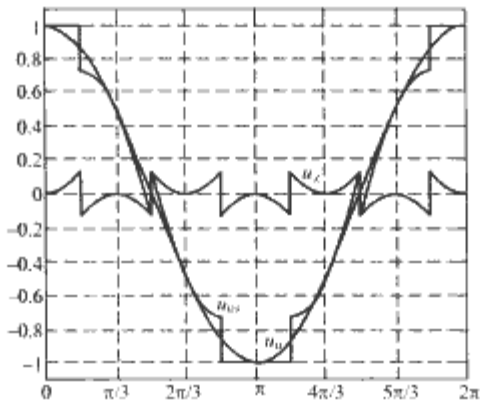


图 5.2-33 DPWM1 的调制波构成

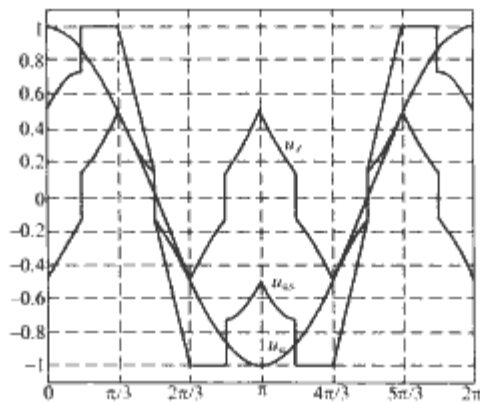


图 5.2-34 DPWM3 的调制波构成

表 5.2-2 DPWMIN 的调制波解析表达式

θ_0 范围	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 u_v/U_{dc}	w 相桥臂 u_w/U_{dc}
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	-1
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 0$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$

表 5.2-3 DPWMAX 的调制波解析表达式

θ_0 范围	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 u_v/U_{dc}	w 相桥臂 u_w/U_{dc}
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	1	$1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	1	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{3}$	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	1

表 5.2-4 DPWM0 的调制波解析表达式

θ_0 范围	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 u_v/U_{dc}	w 相桥臂 u_w/U_{dc}
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	1	$1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	-1
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 0$	1	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{3}$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	1

表 5.2-5 DPWM2 的调制波解析表达式

θ_0 范围	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 u_v/U_{dc}	w 相桥臂 u_w/U_{dc}
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	1	$1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	-1
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	1	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 0$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{3}$	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	1
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$

表 5.2-6 DPWM1 的调制波解析表达式

θ_0 范围	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 U_v/U_{dc}	w 相桥臂 U_w/U_{dc}
$\frac{5\pi}{6} \leq \theta_0 \leq \pi$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{6}$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	1	$1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$\frac{\pi}{6} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	-1
$-\frac{\pi}{6} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{6}$	1	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{6}$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$-\frac{5\pi}{6} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{2}$	$1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	1
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{5\pi}{6}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$

表 5.2-7 DPWM3 的调制波解析表达式

θ_0 范围	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 u_v/U_{dc}	w 相桥臂 u_w/U_{dc}
$\frac{5\pi}{6} \leq \theta_0 \leq \pi$	$1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	1	$1 - \sqrt{3}M\sin\theta_0$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{6}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M\cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M\sin\theta_0$	-1

续表

θ_0 范围	u 相桥臂 u_u/U_{dc}	v 相桥臂 u_v/U_{dc}	w 相桥臂 u_w/U_{dc}
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$1 + \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{\pi}{6} \right)$	1	$1 - \sqrt{3}M \sin \theta_0$
$\frac{\pi}{6} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	1	$1 - \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{\pi}{6} \right)$	$1 + \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6} \right)$
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{6}$	$-1 - \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6} \right)$	$-1 + \sqrt{3}M \sin \theta_0$	-1
$\frac{\pi}{6} \leq \theta_0 \leq 0$	$-1 + \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{\pi}{6} \right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_0$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{6}$	1	$1 - \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{\pi}{6} \right)$	$1 + \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6} \right)$
$-\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{3}$	$1 - \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6} \right)$	$1 + \sqrt{3}M \sin \theta_0$	1
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{2}$	$-1 + \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{\pi}{6} \right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_0$
$-\frac{5\pi}{6} \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{\pi}{6} \right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6} \right)$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{5\pi}{6}$	$1 - \sqrt{3}M \cos \left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6} \right)$	$1 + \sqrt{3}M \sin \theta_0$	1

通过对上面几种不连续调制方式的观察和分析,可以发现:

相同的采样频率下(脉宽的计算频率),采用不连续调制策略可以使开关频率降低 1/3,所以有利于降低半导体器件的开关损耗。而如果维持开关损耗不变,那么开关频率可以提高 1/3,就有可能使输出谐波频率更高,获得更好的谐波特性。不过,如果使不连续调制和连续调制具有同样的开关频率,那么不连续调制的采样频率要提高 1/2,也即脉冲宽度的计算频率要提高 1/2。

DPWMMAX 或 DPMWMIN 由于在 120° 区间始终是上管或下管导通,所以存在上、下管通态损耗不一致的问题。其他的不连续调制无此现象。解决的办法是,周期性地在 DPWMMAX 和 DPMWMIN 之间切换即可。

如果在相位上适当移动开关不动作区间,使该区间中点和桥臂输出电流的峰值重合。这样当某相电流处在其最大值区域,该相桥臂不动作。因此,开关损耗可以降低到原来的一半左右。

5.3 空间矢量调制的谐波电流

如果变流器产生的是理想的空间矢量,那么就不存在谐波问题。所以矢量合成过程中,在实际作用矢量和理想矢量之间的差 ΔU 作用下,产生的电流就是谐波电流。所以

$$\Delta U_x = (SU_x - U_x) = L \frac{d\Delta i_h}{dt} \quad (x = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7) \quad (5.2-68)$$

式 (5.2-68) 表明谐波电流和偏差电压同相且随时间线性增加。图 5.2-35 是以第 I 扇区为例,作出了一个采样周期内的谐波电流矢量的轨迹图。

图 5.2-35 中粗线所围成的两个相同的闭合三角形就是谐波电流矢量末端的轨迹。实线三角形对应前半采样周期的电流谐波轨迹,虚线三角形对应后半采样周期的电流谐波轨迹,两个三角形的起点和终点都是原点。这说明在采样周期的起点、中点和终点时刻的瞬时谐波电流均为零,这是由伏-秒平衡原理决定的。如果采样频率提高,谐波电流轨迹将是按比例线性缩小的相似三角形。对于给定的参考矢量,相应的有效矢量和零矢量的作用时间是固定的,那么对应的谐波电流三角形的边长就确定了。 k 值的变化不会改变

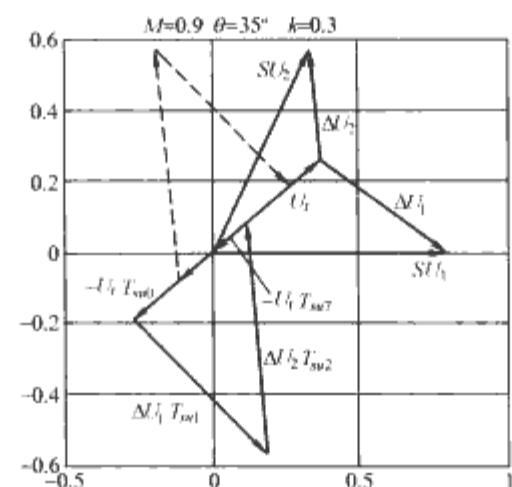


图 5.2-35 一个采样周期内谐波电流矢量的轨迹图

三角形的形状轨迹和空间角度。两个零矢量的分配比例是由 k 值决定的。 k 值的变化将改变原点在其所属边上的具体位置。故 k 值变化的结果是两个三角形沿着它们的公共边相对滑动。而这种滑动使得谐波电流发生改变。

在半个采样周期,三相总电流谐波有效值为

$$\begin{aligned} \Delta i_{h,ms}^2 &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} (\Delta i_u^2 + \Delta i_v^2 + \Delta i_w^2) dt \\ &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} \frac{3}{2} |\Delta i_h|^2 dt \end{aligned} \quad (5.2-69)$$

将各矢量的作用时间以 $T_s/2$ 取相对值,半个采样周期里面的局部谐波电流为

$$\Delta i_{h,ms}^2 = \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 \left\{ \frac{48}{9} t_7 \left[t_2 t_1 (t_2 - t_1) - 2t_{21} \right] + \frac{16}{9} (6t_{21}^2 + 2t_{21} - 4t_2^4 - 4t_1^4 - 4t_2 t_{21} - 8t_2 t_6 t_{21}^2 + 2t_2 t_1^2 - t_2^2 t_1 + 3t_2^3 t_1 - t_2^2 t_1^2) \right\} \quad (5.2-70)$$

式中: t_1, t_2, t_7 分别表示电压矢量 SU_1, SU_2, SU_7 的作用时间; $t_{21} = t_2^2 + t_2 t_1 + t_1^2$ 。

理论上,对式 (5.2-70) 相对于 t_7 的偏导数为零,可以获得局部谐波电流最小时的零矢量分配比例。计算表明,在绝大多数情况下,常规空间矢量调制的局部谐波电流是最小

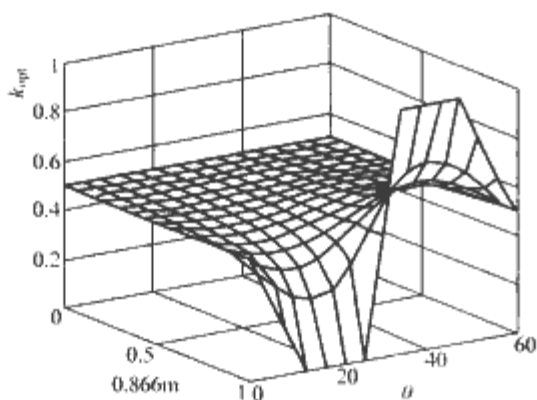


图 5.2-36 局部谐波电流最小的零矢量分配比例

的。图 5.2-36 所示为不同调制比和矢量角度下, 最优的 SU_7 作用时间的比例 k_{opt} 。有计算表明, 即使采用局部谐波电流最优的零矢量分配方案, 对于谐波电流的改善也不到 3%。

如果采样频率很高, 在一个完整的基波周期的电流的谐波可近似认为是局部谐波在一个周期内的积分, 表达式如下

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{3T} \int_0^T \Delta i_{h,rms}^2 dt = \frac{1}{3} \times \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i_{h,rms}^2 d\theta \quad (5.2-71)$$

经计算可以得出不同调制方式下的某相电流谐波有效值的解析表达式。

常规空间矢量调制的谐波电流为

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 M^2 \left[1 - \frac{8}{\sqrt{3}\pi} M + \frac{9M^2}{8} \left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right) \right] \quad (5.2-72)$$

DPWMMIN、DPWMMAX、DPWM0 和 DPWM2 的谐波电流为

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 M^2 \left[4 - \frac{35}{\sqrt{3}\pi} M + \frac{9M^2}{8} \left(2 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right) \right] \quad (5.2-73)$$

DPWM1 的谐波电流为

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 M^2 \left[4 - \frac{1}{\sqrt{3}\pi} M(8 + 15\sqrt{3}) + \frac{9M^2}{8} \left(2 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right) \right] \quad (5.2-74)$$

DPWM3 的谐波电流为

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 M^2 \left[4 - \frac{1}{\sqrt{3}\pi} M(62 - 15\sqrt{3}) + \frac{9M^2}{8} \left(2 + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) \right] \quad (5.2-75)$$

采用类似的方法, 可以求出三相正弦调制的谐波电流为

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 M^2 \left[1 - \frac{8}{\sqrt{3}\pi} M + \frac{3}{4} M^2 \right] \quad (5.2-76)$$

1/6 三次谐波注入调制的谐波电流为

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 M^2 \left[1 - \frac{8}{\sqrt{3}\pi} M + \frac{2}{3} M^2 \right] \quad (5.2-77)$$

1/4 三次谐波注入调制的谐波电流为

$$\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 M^2 \left[1 - \frac{8}{\sqrt{3}\pi} M + \frac{21}{32} M^2 \right] \quad (5.2-78)$$

根据以上结果, 谐波电流可以写成 $\Delta I_{h,rms}^2 = \frac{1}{6} \times \left(\frac{2U_{dc}T_s}{8L} \right)^2 f(M)$ 的通用形式, 而不同调制方式下的 $f(M)$

如图 5.2-37 所示。可以看到, 不连续调制虽然减小了 1/3 的开关频率, 但是在降低电流谐波方面基本没有什么优势。如果开关频率相同, 那么 $f(M)$ 如图 5.2-38 所示。当调制比比较高时, 不连续调制显示出一定的优势, 但此时的采样频率是原来的 1.5 倍, 这意味着需要更快的计算速度来计算脉冲宽度。

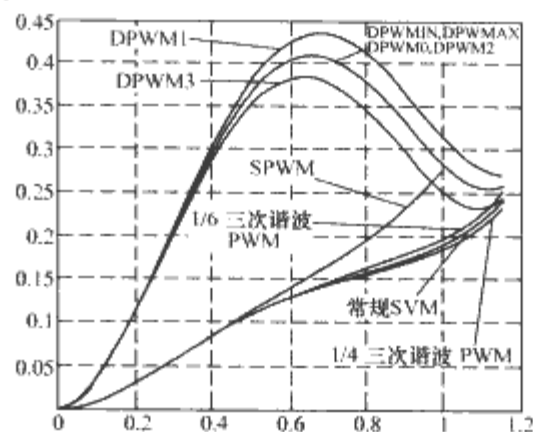


图 5.2-37 相同采样频率下的 $f(M)$

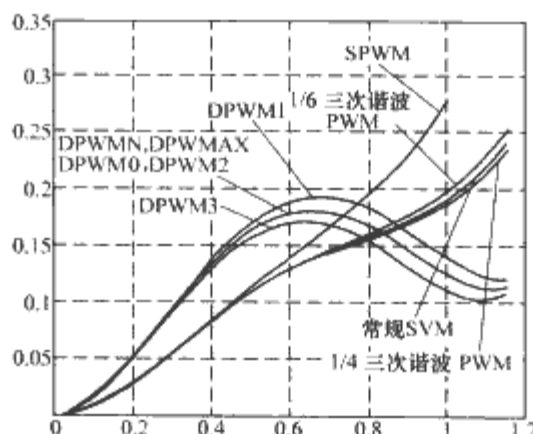


图 5.2-38 相同开关频率下的 $f(M)$

式 (5.2-71) ~ 式 (5.2-78) 是假设载波比较高时得到的结果。有计算表明, 在载波比大于 9, 调制比小于 0.95 时, 其计算误差在百分之几以内; 而当载波比大于 21 时, 解析式的计算误差在 1% 以内。

5.4 优化空间矢量调制

在采用常规空间矢量调制时, 保持开关频率或载波比不变, 但动态改变采样周期 $T_s/2$, 以获得更小的谐波电流的方法被称为优化空间矢量调制。

设常规方式下的采样周期为 $T_0 = T_s/2$, 一个基波周期采样 N 次。如果把采样周期改为 T_k , 那么对应的谐波电流会线性变化为

$$I_{h,k} = \frac{T_k}{T_0} I_{h,k0} \quad (5.2-79)$$

式中: $I_{h,k}$ 表示采样周期为 T_k 时, 一个采样周期内的谐波电流有效值。定义式为

$$I_{h,k} = \sqrt{\frac{1}{T_k} \int_{t_k}^{t_k+T_k} |\Delta i_{h,k}|^2 dt} \quad (5.2-80)$$

如果采样周期 T_k 在一个基波周期里面是变化的, 理论分析表明, 当 $I_{h,k1} = I_{h,k2} = \dots = I_{h,kN} = I_{h,min}$ 时总的谐波电流最小。所以有

$$T_k = T_0 \frac{I_{h,min}}{I_{h,k0}} \quad (5.2-81)$$

而

$$\sum_{k=1}^N T_k = NT_0 \quad (5.2-82)$$

式 (5.2-81) 代入式 (5.2-82) 可得

$$I_{h,\min} = \frac{N}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{I_{h,k0}}} \quad (5.2-83)$$

$$T_k = \frac{NT_0}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{I_{h,k0}}} \quad (5.2-84)$$

采用以上方案,可以得到 T_k 的变化如图 5.2-39 所示。如果把矢量的起始角从零开始,每次增加一点,那么 T_k 的变化成为一个连续的曲线,如图 5.2-40 所示。

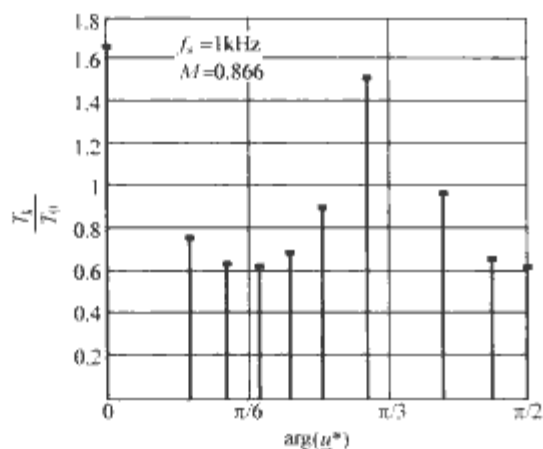


图 5.2-39 优化的采样周期

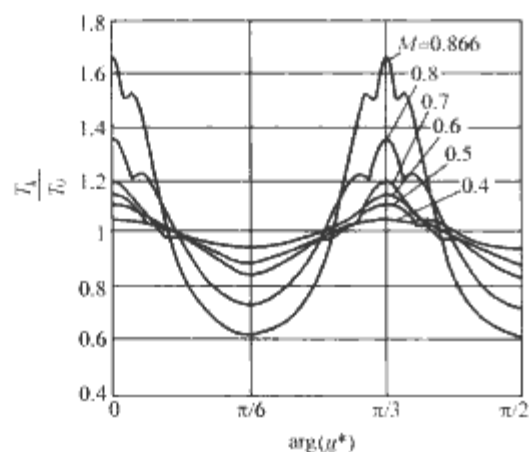


图 5.2-40 连续变化的采样周期曲线

经过这样的优化,局部谐波电流的形状由图 5.2-41 变化为图 5.2-42。

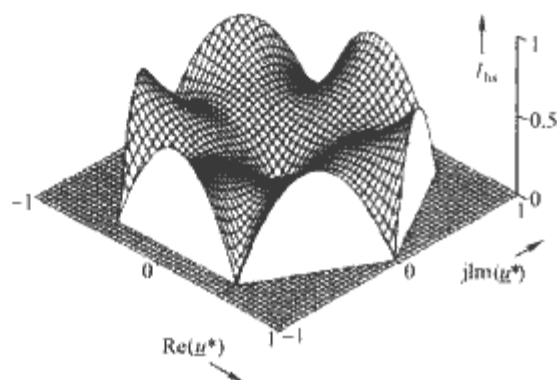


图 5.2-41 常规 SVM 的局部电流谐波

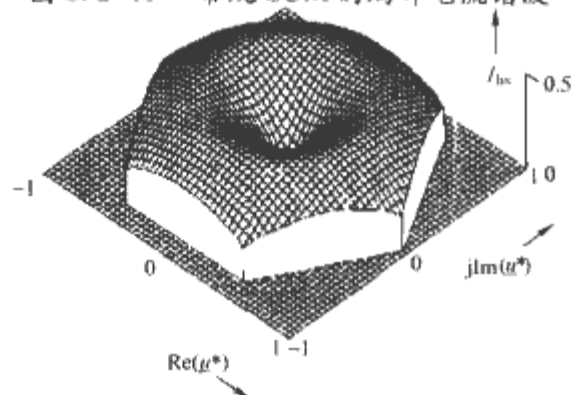


图 5.2-42 优化后局部谐波电流

在一个周期里面总的谐波电流的改善情况如图 5.2-43 所示

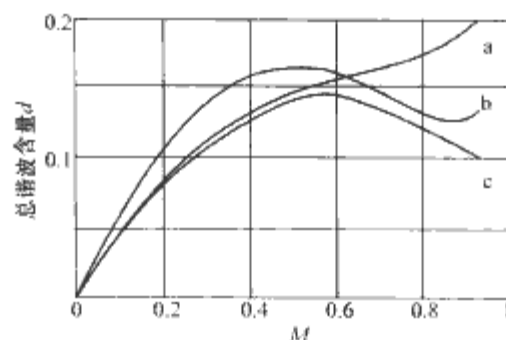


图 5.2-43 不同调制方式下的谐波电流
a—常规 SVM; b—DPWMIN; c—优化 SVM

6 其他 SPWM

6.1 谐波消除 PWM

谐波消除 PWM 是通过对开关脉冲的脉宽进行合理的控制从而消除输出当中所含有的低次谐波。图 5.2-44 所示为两种常用的两电平输出电压脉冲,在半个开关周期内共包括 N 个槽口(对应 $2N+1$ 次开关),且在 0° 、 180° 、 360° 处都存在开关管切换,此切换过程不计在槽口数量的计算范围之内。波形 A 在 0° 处切换到正脉冲电平,而波形 B 在 0° 处则切换到负脉冲电平。通常 N 对波形 A 或 B 而言都可以为偶数或奇数,但是常常的做法是:对波形 A, N 取为偶数;而对波形 B, N 取为奇数,因为这样可以避免一些不必要的谐波分量。

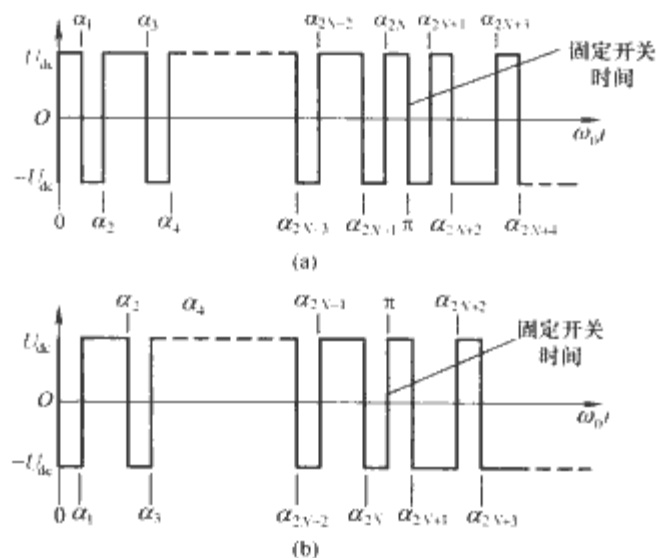


图 5.2-44 谐波消除 PWM 开关方式
(a) 波形 A; (b) 波形 B

如果定义 N 个槽口的位置角 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2N-1}$, 如图 5.2-44 所示,则该波形可以用傅里叶级数表示为

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t \quad (5.2-85)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(\omega t) \sin n\omega t d\omega t \\ b_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(\omega t) \cos n\omega t d\omega t \end{aligned} \right\} \quad (5.2-86)$$

如果让波形呈 $1/4$ 个周对称,从而满足 $\alpha_k = \pi - \alpha_{2N-k+1}$ ($k = 1, 2, \dots, N$),那么经过化简可以得到

$$a_n = (\pm 1) \frac{4U_{dc}}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos n\alpha_k \right], b_n = 0 \quad (5.2-87)$$

式(5.2-87)中, a_n 为+1对应于图5.2-44中的波形A, 而 a_n 为-1对应于图5.2-44中的波形B。

令

$$\begin{aligned} & \frac{4U_{dc}}{\pi} \begin{bmatrix} \frac{1}{n_1} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos n_1 \alpha_k \right] \\ \frac{1}{n_2} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos n_2 \alpha_k \right] \\ \vdots \\ \frac{1}{n_N} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos n_N \alpha_k \right] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} F_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \\ F_2(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \\ \vdots \\ F_N(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \end{bmatrix} = F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \end{aligned} \quad (5.2-88)$$

由于 $F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N)$ 的表达式是一个非线性方程, 为了方便求解, 采用牛顿数值方法对 $n = n_1, n_2, \dots, n_N$ 进行线性化, 并令 $F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N)$ 等于0 (实现谐波消除的目的) 可以得到

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} = - [\text{grad}(F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) |_{\alpha=\alpha_0})]^{-1} F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) |_{\alpha=\alpha_0} + \begin{bmatrix} \alpha_{1,0} \\ \vdots \\ \alpha_{N,0} \end{bmatrix} \quad (5.2-89)$$

式中

$$\text{grad}F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_1} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_N}{\partial \alpha_1} & \dots & \frac{\partial F_N}{\partial \alpha_N} \end{bmatrix} \quad (5.2-90)$$

$(\alpha_{1,0}, \alpha_{2,0}, \dots, \alpha_{N,0})$ 是人为预选的一个合适起始点, 对式(5.2-89)每进行一次求解即可得到一个新的 $(\alpha_{1,0}, \alpha_{2,0}, \dots, \alpha_{N,0})$, 如此不断进行下去直到获得最终稳定的解。当然如果上述过程不收敛, 则可以通过其他方法来求解, 如采用MATLAB编程来求解等。

显然, 在以上求解位置角以消除指定谐波的过程当中, 并没有对基波分量加以考虑, 而实际上基波分量需要受控, 因此必须增加一个约束条件, 即 α_1 应当如式(5.2-91)和式(5.2-92)所示

$$\alpha_1 = (\pm 1) \frac{4U_{dc}}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \cos \alpha_k \right] = U_1 \quad (5.2-91)$$

或者用标么值表示为

$$\alpha_1(p.u.) = (\pm 1) \frac{4}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \cos \alpha_k \right] = M \quad (5.2-92)$$

此时由于可以供消除谐波的自由度少了一个, 因此所能消除的谐波次数也对应减少一个。

6.2 最优 PWM

最优 PWM 是通过开关脉冲的脉宽进行合理的控制从

而使得相应的参数 DF_1 (或者 DF_2) 最小, 当然同时还应保证基波电压分量可控。一般需要预先给出参数 DF_1 (DF_2) 随位置角的变化曲线, 然后求其极小值来获得对应的位置角, 此时位置角的计算将更加复杂, 尤其是当槽口数量 N 较大时, 这里就不再详细讨论了。

6.3 随机 PWM

调制过程总是会产生一些谐波, 对某些负载如电动机而言, 输出电压上存在的某次谐波可能与电动机的固有谐振频率一致, 此时系统将会产生振荡甚至不稳定。同时, 在音频范围内的谐波将产生可闻噪声。如果能够先将输出电压的频谱在一定范围内先展开, 然后对产生谐振的频率成分进行消除或抑制, 从而达到消除潜在的系统不稳定现象的目的。

随机 PWM 就是指能够将输出电压的离散频谱展成连续频谱的 PWM 调制方式, 它使得输出电压的谐波均匀地分布在较宽的频带范围内。其中一种实现随机 PWM 的方法就是随机改变载波的频率 (当然为了保证散热、器件开关频率允许范围等指标, 载波的频率肯定存在上限), 如图5.2-45所示, 为了保证调制的线性, 半个载波周期内的载波应当保证为直线。同样, 假设载波频率 f_c 远远高于调制波频率 f_0 , 令

$$f_c = f_0 + \Delta f_c$$

式中: f_0 为平均的载波频率; $\Delta f_c = (f_{c,\max} - f_0)n(t)$, $f_{c,\max}$ 为最大可允许的开关频率, $n(t)$ 为一个任意数值且满足 $n(t) \in [-1, +1]$ 。

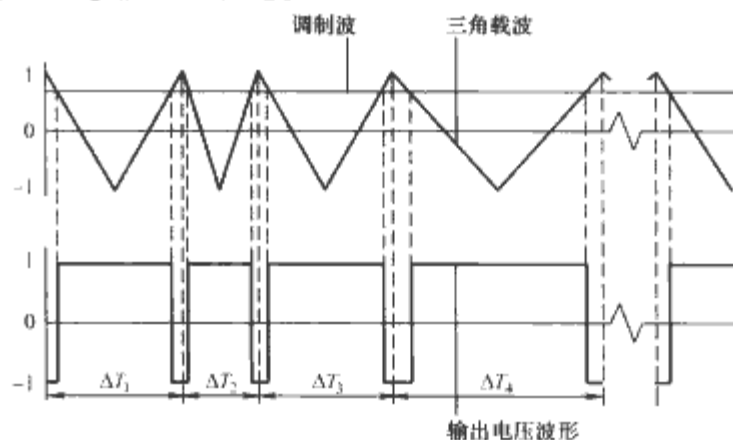


图 5.2-45 改变载波的随机 PWM

只要合理选择参数 $n(t)$ 的值 [如 $n(t)$ 线性变化、符合高斯分布曲线等], 那么此时得到的输出电压频谱将是连续的频谱, 则在负载固有谐振频率附近, 对应的输出频谱将得到增强, 由此可以找出在 $f_0 - \Delta f_c \sim f_0 + \Delta f_c$ 频率范围内的负载固有谐振频率。在得知负载固有谐振频率之后, 就可以通过在载波当中剔除负载固有振荡频率附近的成分来消除或抑制系统潜在的不稳定因素。

7 闭环 PWM 调制

高频脉冲宽度调制的作用, 是通过高频开关调制, 使变流器输出波形的频谱间距拉大, 然后利用滤波器滤除不必要的高频分量。由于开关的死区和通断时间、外部扰动、负载非线性等非理想因素的作用, 经过 PWM 调制以后的输出波形就不一定如理论分析的那么理想。为了保证最终输出波形满足要求, 通常会采用闭环控制。一般而言, 闭环以后的控制效果和控制方式有密切关系, 而调制器的作用只是一个将控制量变成对应脉冲宽度的过程。一般的闭环控制具有图5.2-46所示的形式。被控量经过检测滤波以后和给定指令

相比较，其误差送入控制器。控制器根据所得到的误差产生相应的控制量，调制器以控制量为调制波产生与之对应的脉宽输出。由于各种因素的影响，此时的调制波不再像开环 PWM 那样具有明确的调制波形，它是一个动态信号，完全是由控制器根据实际系统的情况，按照一定的控制算法产生相应的调制波。比如对于被控量要求是正弦输出时，调制波不一定是正弦。一般而言，通过闭环控制以后，被控量的输出波形要比仅用开环调制得到的质量高。

在模拟控制系统中，通常是将控制量和高频三角波进行比较，得到输出驱动脉冲。该方式通常被称为斜坡比较控制。在数字控制系统中，调制器按照一定的频率采样控制量，然后通过计算得到输出脉宽。

闭环调制中，比较特殊的一种方式如图 5.2-47 所示的滞环控制方式。该方式是将被控量和指令比较后，由误差控制一个滞环比较器，滞环比较器的输出直接作为驱动脉冲控制开关管的通断。也就是滞环控制是把控制器和调制器合二为一了。滞环控制方式具有很明显的优点，那就是控制器实现简单，系统鲁棒性强，对系统参数不敏感，动态特性非常好。这种控制方式经常用于实现电流控制。理论上，控制误差被限制在 $\pm h$ 以内，只要环宽足够小，控制误差就会很小。但滞环控制的缺点在于开关频率不固定，且受供电电压和负载参数的影响，在某些情况下可能会出现极高的开关频率，使得开关应力过大。所以滞环控制不适合大功率应用场合，因为这时的开关频率一般仅有数百赫兹。

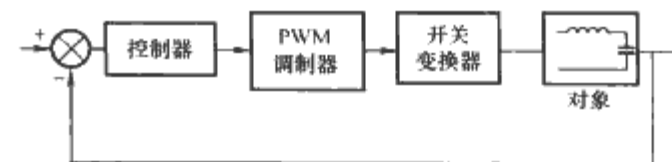


图 5.2-46 一般闭环 PWM 构成方式

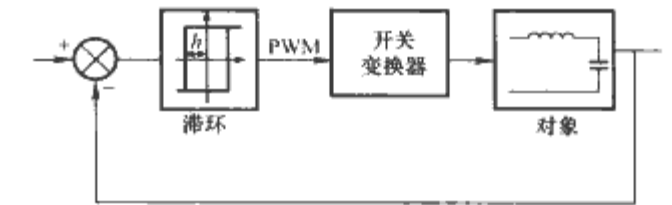


图 5.2-47 滞环 PWM

与滞环控制比较类似的是图 5.2-48 所示的 Delta 调制。Delta 调制不检测实际的被控量，而是将驱动脉冲输入滤波器（滤波器的形式可以是积分器、一阶惯性环节或其他形式的滤波器），由滤波器的输出作为模拟反馈信号。所以尽管 Delta 调制结构上存在一个反馈环，但是其开关方式仅由滞环参数和滤波器参数决定，与负载参数和控制对象无关。本质上是开环调制。

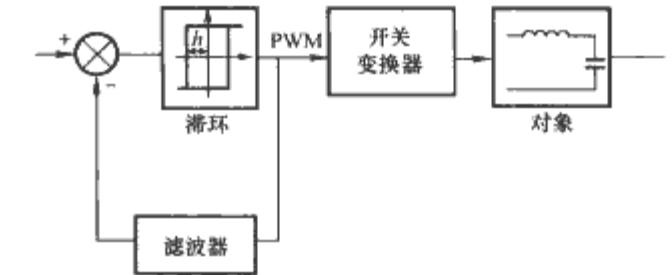


图 5.2-48 Delta 调制

第3章 基于线性反馈理论的控制器设计

为使电力电子变流装置有效和安全地工作,必须对其施加适当的实时控制信号,因此电力电子变流装置主电路精确、实时的电力变换依赖于控制器的信号处理。在过去的几十年中,控制科学与控制技术得到了迅速发展,在控制方式上由开环控制、反馈控制到复合控制;在系统性能上从线性系统到非线性系统,定常系统到时变系统;在电路实现方式上从带分立元件的模拟控制到基于微处理器(microprocessor)、微控制器(microcontroller)和数字信号处理器(DSP)的数字控制;在控制方法上从以传递函数为基础的经典控制理论到以状态为基础的现代控制理论,并向着以控制论、信息论、仿生学为基础的智能控制理论深入。控制理论在电力电子中的应用以线性反馈控制为最基本的形式,也是应用最广泛的形式。本章针对电力电子装置控制系统中的控制器介绍基于线性反馈控制理论的设计方法,主要包括:依据经典控制理论的校正方法、依据状态空间理论的设计方法、基于内模原理的重复控制器设计、无差拍控制设计法。

1 基于经典控制理论的设计

对一个控制系统的要求通常可以归结为要求其输出量尽可能与输入量保持某种给定的关系,但是任何一个实际控制系统都不能完全做到这一点。为了反映系统的响应特性,工程上形成了一些用以衡量一个控制系统性能优劣的指标。性能指标的提法有很多种,大体上可以归纳成两类:时间域指标和频率域指标。为使系统整个特性发生变化,从而满足给定的各项性能指标,在系统中加入一些其参数可以根据需要而改变的机构或装置(称为控制器或校正装置),这就是校正。按照校正装置在系统中的连接方式,控制系统校正可分为串联校正、反馈校正、前馈校正和复合校正四种。一般来说,串联校正设计比反馈校正设计简单,也比较容易对信号进行各种必要形式的变换;反馈校正所需元件数目比串联校正少。在性能指标要求较高的控制系统设计中,常常兼用串联校正与反馈校正两种方式。在电力电子装置中,常用串联校正、复合校正组成控制系统,如图5.3-1、图5.3-2所示。

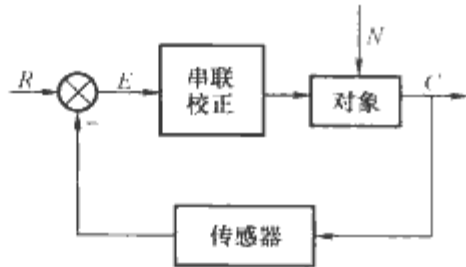


图 5.3-1 串联校正

校正装置(控制器)的设计既要有理论指导,也要重视实践经验。经典控制理论是在第二次世界大战后形成的完整的自动控制理论体系,以传递函数为基础,它主要研究单输入—单输出、线性定常系统的分析和设计问题。经典控制理论包括时域法、根轨迹法、频域法。

在控制系统设计中,采用的设计方法一般依据性能指标的形式而定。如果性能指标以时域特征量给出时,一般采用根轨迹法校正;如果性能指标以频域特征量给出时,一般采用频率

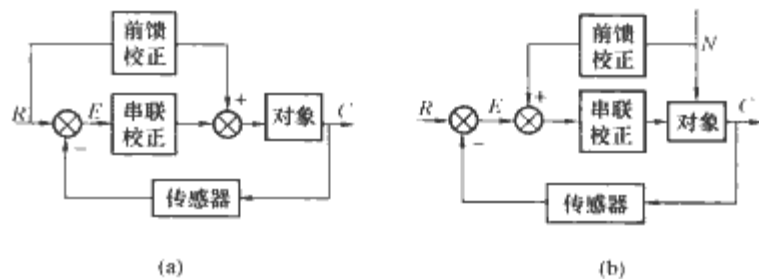


图 5.3-2 复合校正

(a) 带输入前馈的复合校正; (b) 带扰动前馈的复合校正

法校正。当然,通过近似公式可以进行两种指标的互换。目前,工程技术界多采用频率法。下面分别介绍几种设计方法。

1.1 频率域的校正

应用频率特性研究线性系统的经典方法称为频率响应法。频率响应法具有以下特点:①这种方法物理意义明确;②从信号传递的角度出发,可以用实验方法确定对象的数学模型,这一点在工程上价值很大,特别是对于机理复杂或机理不明而难以列写微分方程的对象,频率响应观点提示了重要的处理方法;③系统分析和控制器设计可以应用图解法进行,计算量小;④控制系统的频域设计可以兼顾动态响应和噪声抑制两方面的要求;⑤由于采用作图,使这种方法有很强的直观性。因此,频率响应法具有重要的理论价值和工程价值。

频率响应法对系统进行校正的理论依据是闭环系统的时间响应与开环系统的频率特性密切相关,从系统的开环频率特性可以大体分析出其主要的动态和静态性能。一般情况下,频域法设计控制系统的目标是使开环系统达到预期的频率特性:低频段增益充分大,以保证稳态误差要求;中频段对数幅频特性斜率一般为 -20dB/dec ,并占据充分宽的频带,以保证具备适当的相角裕度;高频段增益尽快减小,以削弱噪声影响,若系统原有部分高频段已符合要求,则校正时可保持高频段形状不变,以简化校正装置的形式。

1.1.1 串联校正

在线性控制系统中,常用的校正装置设计方法有分析法、综合法、工程设计法等。

分析法也称试探法,它是在设计者有一定的工程设计经验基础上进行设计,设计过程带有试探性。这种方法设计校正装置比较直观,物理上易于实现,目前工程技术界多采用分析法进行控制系统设计。分析法适用于最小相位系统。

综合法也称期望特性法,根据给定的性能指标,设计一个符合指标的开环频率特性(预期频率特性),把它与原系统的开环频率特性相比较,就可以确定控制器的频率特性和参数。综合法设计的校正装置传递函数可能相当复杂,在物理上难以准确实现。综合法适用于最小相位系统。

工程设计法是在综合校正方法的基础上,将期望频率特性进一步规范化和简单化,使系统期望开环对数幅频特性曲线具有斜率为 $-40 \sim -20 \sim -40$ 的形状,从而开环期望传递函数如式 $G(s) = k(1+s/\omega_1)/[s^2(1+s/\omega_2)]$,式中 k 为开环增益, ω_1 和 ω_2 为转折角频率。并以此式特性所能取得的最佳性能来选择控制参数。这种设计方法简单,易于工程实现。

控制系统的主要校正方式中,串联校正比较简单,应用也比较广泛。下面介绍串联校正的几种控制形式及其设计方法。

1.1.1.1 超前校正

超前校正网络的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{\alpha Ts + 1}{Ts + 1} \quad (5.3-1)$$

式中: α 为超前校正强度, $\alpha > 1$; T 为时间常数。

PD 控制是超前校正的一种, PD 控制器的传递函数为

$$G_c(s) = k_p + k_d s \quad (5.3-2)$$

式中: k_p 为比例系数; k_d 为微分系数。

超前校正网络进行串联校正的基本原理是利用超前校正网络的相角超前特性,补偿原系统在截止角频率附近的相角滞后,提高系统的相角稳定裕量,改善系统的动态特性。

超前校正的设计步骤如下:

(1) 首先根据静态指标要求,确定开环比例系数 K ,并按照已确定的 K 画出待校正系统的 Bode 图。

(2) 根据动态指标要求试选开环截止频率 ω_{gc} ,求出待校正系统在 ω_{gc} 点的相角。

(3) 根据性能指标要求的相角稳定裕量,判断在 ω_{gc} 点是否需要提供相角超前量。如不需要,则无须引入超前校正;如需要,算出需要提供的相角超前量 γ_c 。

(4) 按式 (5.3-3) 求出超前校正强度 α

$$\alpha = \frac{1 + \sin \gamma_c}{1 - \sin \gamma_c} \quad (5.3-3)$$

(5) 根据式 (5.3-4) 最大超前角频率 ω_m 求出超前校正的两个转折频率 $1/\alpha T$ 和 $1/T$

$$\omega_m = 1/(\sqrt{\alpha}T) = \omega_{gc} \quad (5.3-4)$$

(6) 计算待校正系统和超前校正网络在 ω_{gc} 点的增益 $20\lg |G_p|$ 、 $20\lg |G_c|$ 。如果 $20\lg |G_p| + 20\lg |G_c| > 0$,则校正后系统的截止频率 ω'_{gc} 高于预选的 ω_{gc} 。如果高很多,应采用滞后超前校正。如果略高一点,只需核算 ω'_{gc} 点的相位稳定裕量。若满足要求,设计完毕;否则转第 3 步修改相角超前量。如果 $20\lg |G_p| + 20\lg |G_c| < 0$ 则校正后的 ω'_{gc} 低于预选值,如不允许,可提高开环增益到 $20\lg |G_p| + 20\lg |G_c| = 0$ 。

有必要指出,超前校正有些情况下是无效的:①当要求超前网络提供的相位超前量 $\gamma_c > 60^\circ$ 或 $\alpha > 15$ 时一个超前校正网络难以实现,因为这将造成已校正系统带宽过大,增强高频噪声的干扰,使系统无法正常工作;②截止频率附近相角迅速减小的待校正系统,采用超前校正难以奏效,因为随着截止频率的增大,原系统相角快速减小,使校正后的系统相角裕度改善不大,很难得到足够的相角超前量。

在上述情况下,系统可采用两级超前校正网络,或一个滞后校正网络等进行校正。

1.1.1.2 滞后校正

滞后校正网络的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{Ts + 1}{\beta Ts + 1} \quad (5.3-5)$$

式中: β 为滞后校正强度, $\beta > 1$ 。

PI 控制是滞后校正的一种, PI 控制器的传递函数为

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.3-6)$$

式中: k_i 为积分系数。

滞后校正网络进行串联校正的基本原理是利用滞后校正网络的高频幅值衰减特性,使已校正系统截止频率下降,从而使系统获得足够的相角裕度。

滞后校正的设计步骤如下:

(1) 首先根据静态指标要求确定开环比例系数 K ,按照所确定的 K 画出待校正系统的对数频率特性。

(2) 根据动态性能指标,试选开环截止频率 ω_{gc} 值。然后求出待校正系统在 ω_{gc} 点的相角,考虑滞后校正将带来 $-5^\circ \sim -12^\circ$ 的滞后量,判断在 ω_{gc} 点是否满足相位稳定裕量的要求。如果满足,转第 3 步。否则,如果允许降低 ω_{gc} 就适当降低 ω_{gc} ;如果不允许就改用滞后超前校正措施。

(3) 从图上查出待校正系统在 ω_{gc} 点的幅值 $M_o(\omega_{gc})$ 。如果 $M_o(\omega_{gc}) < 0$,则无须校正;如果 $M_o(\omega_{gc}) > 0$,令 $M_o(\omega_{gc}) = 20\lg \beta$,求出滞后校正强度 β 。

(4) 根据 $1/T = (1/5 \sim 1/20)\omega_{gc}$ 选择 T 。

(5) 验算已校正系统是否满足指标要求。

以图 5.3-3 (a) 所示 Buck 型直-直变流器为例,讨论其控制器的设计。为简化分析,假定变流器开关管是理想的。假设 Buck 型直流变流器运行于电感电流连续模式,这种工况下输入输出变压比 $M(u_o/u_i)$ 只与占空比 D 有关,即 $M = D$ 。为便于分析, Buck 变换电路部分可近似为一个线性比例环节,因此 Buck 型直流变流器对象可线性化表示为图 5.3-3 (b) 所示电路,其中 r 为开关管导通压降、线路电阻等各阻尼因素的综合。对象输出对输入的传递函数

$$G_p = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad (5.3-7)$$

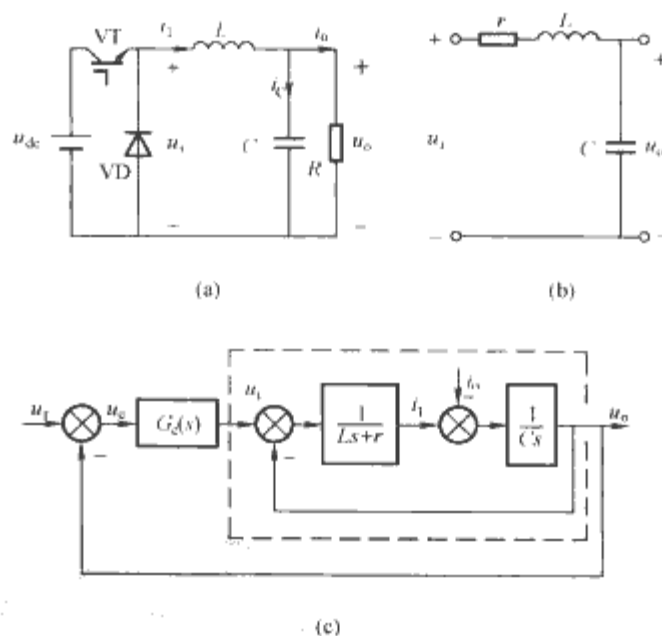


图 5.3-3 Buck 型直流变流器

(a) 电路拓扑; (b) 线性化模型; (c) 等效控制系统框图

图 5.3-3 (c) 所示为其等效单位反馈的控制系统框图。考虑在电流连续模式下最恶劣的工况设计控制器,按此情况设计好的控制器对于电流连续模式下其他负载工况具有更好的响应特性。Buck 型直流变流器的参数如下:额定功率 $P_o = 5.5\text{kW}$,额定输出电压 $U_o = 220\text{V}$,滤波电感 $L = 506\mu\text{H}$,滤波电容 $C = 200\mu\text{F}$,等效阻尼电阻 $r = 0.179\Omega$,开关频率 $f = 10\text{kHz}$ 。首先控制器选择 PI 控制规律 $G_c = k_p + k_i/s$,可获得理论无静差的稳态响应;根据动态响应速度、相位裕度要求综合确定开环截止频率 $\omega_{gc} = 4000\text{rad/s}$;然后由 $20\lg |G_p(\omega_{gc})| + 20\lg k_p = 0$ 确定 $k_p = 0.631$,由 $1/T =$

0.05 ω_{gc} 确定 $T=0.005$ 。图 5.3-4 (a) 显示校正前、后的开环频率特性, 图 5.3-4 (b) 显示负载在 27% 与 100% 额定功率之间突变时输出响应仿真波形, 可见控制器起到一定的调节作用。

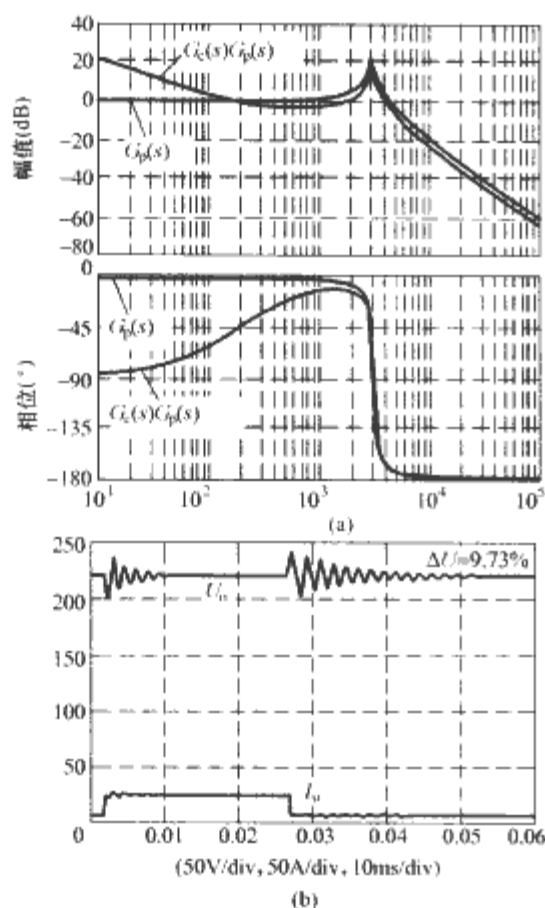


图 5.3-4 Buck 型直流变流器的 PI 控制系统
(a) 校正前后开环频率特性; (b) 动态响应仿真波形

1.1.1.3 滞后超前校正

滞后超前校正的传递函数为

$$G_c = \frac{(T_s + 1)(\alpha\tau s + 1)}{(\beta T_s + 1)(\tau s + 1)} \quad (5.3-8)$$

式中: τ 为时间常数, $\beta \geq \alpha > 1, T > \alpha\tau$ 。

PID 控制是滞后超前校正的一种, PID 控制器的传递函数为

$$G_c = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (5.3-9)$$

滞后超前校正将滞后校正和超前校正结合起来, 就能同时改善系统的动态特性和静态特性。滞后超前校正网络的设计步骤既可以先综合超前校正, 后综合滞后校正, 也可以倒过来进行。其设计过程常常带有智能、灵活、综合折中特点。下面给出一种设计步骤以供参考:

(1) 根据静态指标要求确定开环比例系数 K , 按照所确定的 K 画出待校正系统的 Bode 图。

(2) 按指标要求确定 ω_{gc} , 求出待校正系统在 ω_{gc} 点的相角, 并考虑滞后校正将带来 $5^\circ \sim 12^\circ$ 的相角滞后量。

(3) 按照 1.1.1.1 所述的超前校正设计步骤 (3) ~ (5) 确定超前部分 $G_{c1}(s)$ 。

(4) 按照式 (5.3-10) 求出 β

$$20\lg \beta = 20\lg |G_p| + 20\lg |G_{c1}| \quad (5.3-10)$$

(5) 根据 $1/T = (1/5 \sim 1/10)/\alpha\tau$ 选择 T , 从而确定滞后部分 $G_{c2}(s)$ 。

(6) 将两部分组合在一起构成滞后超前校正: $G_c(s) = G_{c1}(s)G_{c2}(s)$ 。

仍以图 5.3-3 (a) 所示 Buck 型直流变流器为例, 来看用滞后超前校正的设计过程。前面对其采用 PI 控制虽然可

以改善稳态响应, 但调节时间较长, 动态过程超调量不小。下面采用滞后超前校正将可获得更好的动、静态特性。对于式 (5.3-7) 对象模型, 若要求稳态精度小于 2%, 则选择开环比例系数 $K=49$, 并画出在此 K 值下对象的 Bode 图, 如图 5.3-5(a) 所示。根据动态响应速度确定 $\omega_{gc} = 5000\text{rad/s}$, 从对象 Bode 图上可见需要提供的相角超前量 $\varphi = 42^\circ$, 由此可求出超前校正强度 $\alpha = 5.04$; 由 $1/(\sqrt{\alpha\tau}) = \omega_{gc}$ 确定 $\tau = 8.91 \times 10^{-5}$, 这样超前校正部分 $G_{c1}(s) = \frac{1 + 5.04 \times 8.91 \times 10^{-5}s}{1 + 8.91 \times 10^{-5}s}$ 。然后根据式 (5.3-10) 求出 $\beta = 71.89$, 并求出 $T = 10\alpha\tau = 0.00449$, 滞后校正部分 $G_{c2}(s) = \frac{1 + 0.00449s}{1 + 71.89 \times 0.00449s}$ 。因此, 总的校正网络为 $G_c(s) = KG_{c1}(s)G_{c2}(s)$ 。校正前后系统的频率特性见图 5.3-5 (a), Buck 型直流变流器负载同样在 27% 与 100% 额定功率之间突变时的动态仿真波形如图 5.3-5 (b), 可见动态有大幅度的改善。

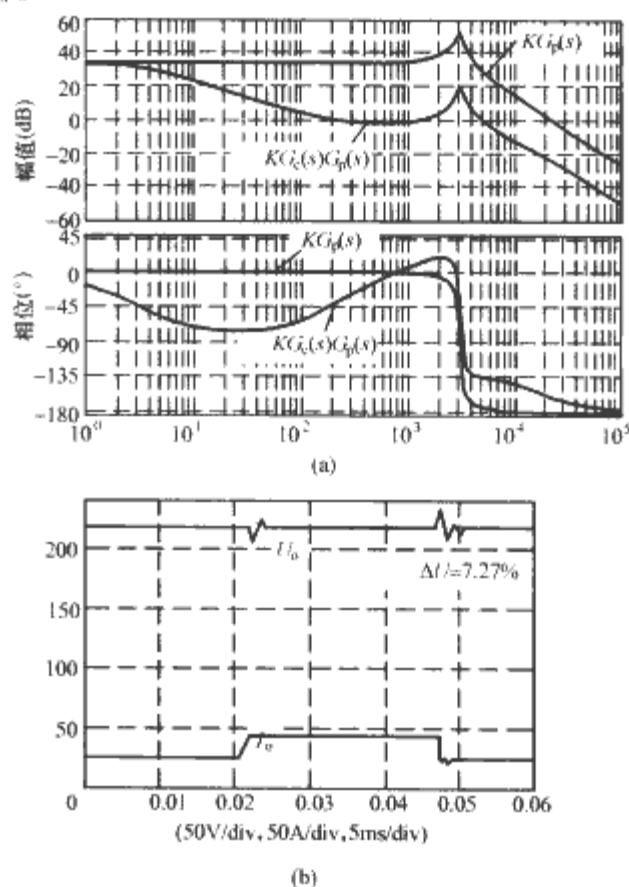


图 5.3-5 Buck 型直流变流器的滞后超前校正
(a) Bode 图; (b) 动态响应仿真波形

1.1.2 复合校正

反馈控制是检测被控量与参考量之间的偏差并通过不断修正偏差来改善系统性能的控制过程, 反馈控制是闭环控制。前馈控制 (又称顺馈控制) 是利用参考量或可测量的扰动量, 产生补偿作用以减小或抵消输出量的误差的控制过程, 前馈控制是开环控制。它与反馈控制的根本区别在于: ①不需要等到输出量发生变化并形成偏差以后才产生纠正偏差的控制作用, 因此它比反馈控制更为“及时”, 且不受系统延迟的影响; ②前馈控制没有自动修正偏差的能力, 抗扰动性较差, 控制精度完全取决于前馈校正装置, 因此前馈控制通常不单独使用。前馈控制和反馈控制相结合的控制方式称为复合控制。只要复合控制系统参数选择得当, 既可以保持系统稳定, 极大地减小甚至消除稳态误差, 而且可以抑制可测量扰动。采用复合控制的思想进行系统校正, 其中前馈补偿装置按不变性原理进行设计。复合校正可分为带扰动前馈和带输入前馈两种方式。

1.1.2.1 带扰动前馈的复合校正

图 5.3-6 所示为带扰动前馈的复合控制系统框图, 复合校正的目的是设计 $G_c(s)$ 使系统获得满意的动态性能和稳态性能, 然后选择合适的前馈补偿装置 $G_1(s)$, 使扰动量 $N(s)$ 经过 $G_1(s)G_c(s)$ 对系统输出 $C(s)$ 产生补偿作用, 以抵消扰动量 $N(s)$ 通过其固有通道 $G_n(s)$ 对输出 $C(s)$ 的不利影响。分析表明若选择 $G_1(s) = -G_n(s)/G_c(s)$, 就可以使 $C(s)/N(s) = 0$, 即系统对扰动实现了完全不变性, 或者说是对抗扰动的误差全补偿。然而, 从上述关系求出的 $G_1(s)$ 可能分子阶次高于分母阶次, 物理上往往无法准确实现。因此, 工程实践中在主要影响系统性能的频段内采用近似全补偿, 或采用稳态全补偿。如果选择 $G_1(0) = \lim_{s \rightarrow 0} G_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} [-G_n(s)/G_c(s)]$, 可以做到静态全补偿, 即系统对扰动实现静态不变性。复合控制中的前馈补偿不改变反馈控制系统的特性, 可以减轻反馈控制的负担, 使得反馈控制器比较容易设计, 控制效果也会更好。

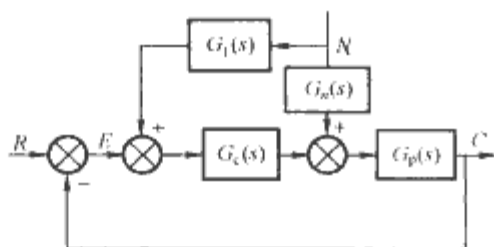


图 5.3-6 带扰动前馈的复合控制

图 5.3-7 所示为前述 Buck 型直流变流器的带负载扰动前馈的复合控制系统框图, 其中 $G_c(s)$ 如前述按滞后超前校正形式设计的参数, 选择 $G_1(s) = \frac{Ls+r}{k_a(Ls/100r+1)}$, 仿真结果如图 5.3-8 所示, 稳态误差为 1.95%, 可见相同负载变化情况下动态过程输出变化率降低为 4.75%。

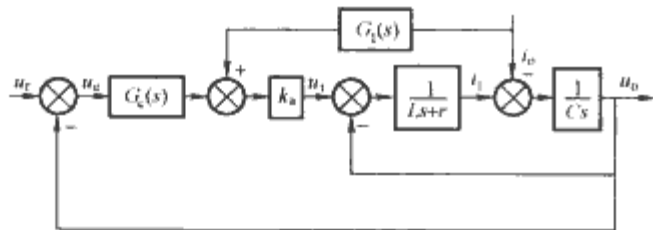
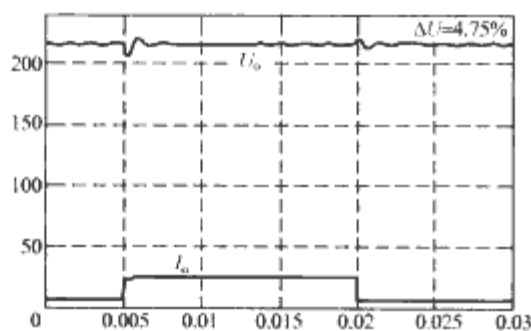


图 5.3-7 Buck 型变流器带负载前馈的复合控制

图 5.3-8 带扰动前馈的动态仿真图
(50V/div, 50A/div, 10ms/div)

1.1.2.2 带输入前馈的复合校正

图 5.3-9 所示为带输入前馈的复合控制系统框图。如果选择前馈补偿装置 $G_1(s) = 1/G_p(s)$, 则 $C(s) = R(s)$, 系统输出量可以完全无误地复现输入量, 即实现对输入量的误差全补偿。但是这样的 $G_1(s)$ 难以物理实现。工程实践中, 采用部分补偿来满足跟踪精度要求, 或在主要影响系统性能的频段内采用近似全补偿。如果 $G_p(s) = \frac{k_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}$, $G_c(s) =$

$\frac{N_c(s)}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}$, 分析表明, 若取输入量的比例作为前馈补偿, $G_1(s) = a_0 b_0 / k_0$, 可以使原来 0 型系统等效为 I 型系统。若引入输入量的一阶导数作为前馈补偿, $G_1(s) = a_1 s + a_0$, 选择 $a_1 = (a_1 b_0 + a_0 b_1) / k_0$, $a_0 = a_0 b_0 / k_0$, 可将原来 0 型系统等效为 II 型系统。这样可对某些输入信号的响应做到稳态无静差, 极大地提高了系统的控制精度。复合校正能很好地解决一般反馈控制系统在兼顾控制精度与稳定性时存在的矛盾。

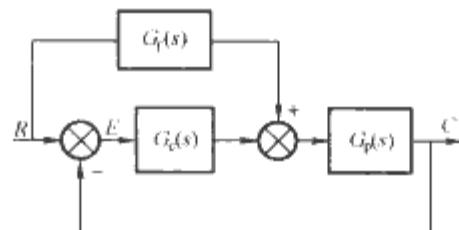


图 5.3-9 带输入前馈的复合控制

前述 Buck 型直流变流器滞后超前控制系统加入输入前馈组成复合控制系统, 选择 $G_1(s)$ 为合适的比例系数, 使系统输出对输入等效成 I 型系统。仿真结果表明直流输入电压和负载不变时稳态无静差, 在相同负载变化情况下过渡过程输出电压变化率为 7.27%, 可见动态响应无变化。需要注意, 在 Buck 型变流器中输入前馈不能消除负载扰动带来的误差; 另外直流电源电压的变化也是系统扰动之一, 按某一直流电源电压下无静差要求选取的输入前馈在直流电源电压变化时也不能保证对参考输入的无静差响应。

1.2 根轨迹校正

根轨迹法是一种求解闭环特征方程根的图解方法。利用根轨迹法分析设计控制系统的基本原理: 系统的稳定性由系统闭环极点唯一确定, 而系统的稳态性能和动态性能又与闭环零、极点在 s 平面上的位置密切相关, 所以根轨迹图不仅可以给出闭环系统时间响应的全部信息, 而且可以指明开环零、极点应该怎样变化才能满足给定的闭环系统性能指标要求。利用根轨迹法能够分析结构和参数已确定的系统的稳定性及动、静态响应特性, 还可以根据对系统动、静态特性的要求确定可变参数, 调整开环零极点的位置或数目。因此根轨迹法在控制系统的分析和设计中是一种很实用的工程方法。

用根轨迹法设计串联校正的步骤如下:

(1) 根据动态性能指标, 确定希望的闭环主导极点, 并画出待校正系统的根轨迹。

(2) 按照根轨迹相角条件计算使校正后的根轨迹通过希望的闭环主导极点所需增加的相位超前量 φ , 如果要采用滞后超前校正, 还应计入滞后校正所引入的相位滞后量。然后确定超前校正的零、极点。

(3) 按照根轨迹模值条件求出开环比例系数 K , 若 K 不满足静态指标要求, 则加入滞后校正, 即在原点附近加一对开环偶极子, 其零点与极点的比由需要提高比例系数的幅度决定。

(4) 画出校正后系统的根轨迹, 校核动、静态指标。

以图 5.3-3 (a) 所示 Buck 型直-直变流器为例, 讨论串联校正装置的设计。从对象根轨迹图可见未校正时阻尼比为 0.056 3; 为使期望闭环主导极点 $s = -1550 + j4753.7$, 需增加的相位超前量 $\varphi = 50^\circ$, 由此确定超前校正零极点为 $z_1 = 4294.55$, $p_1 = 28509.6$; 此时开环增益 $K = 1.29$, 不满足 2% 的稳态误差要求, 选择滞后校正零极点为 $z_2 = 45$, $p_2 = 1.1842$, 这样开环增益提高了 38 倍, 可保证稳态精度;

校正装置传递函数为

$$G_c(s) = G_{c1}(s)G_{c2}(s) = 8.57 \frac{s+4294.55}{s+28509.6} \frac{s+45}{s+1.1842}$$

校正后系统根轨迹如图 5.3-10 (a) 所示, 负载突变时的仿真波形如图 5.3-10 (b), 负载从 27%~100% 额定功率变化引起输出电压变化率不超过 6.21%, 稳态误差 1.99%。

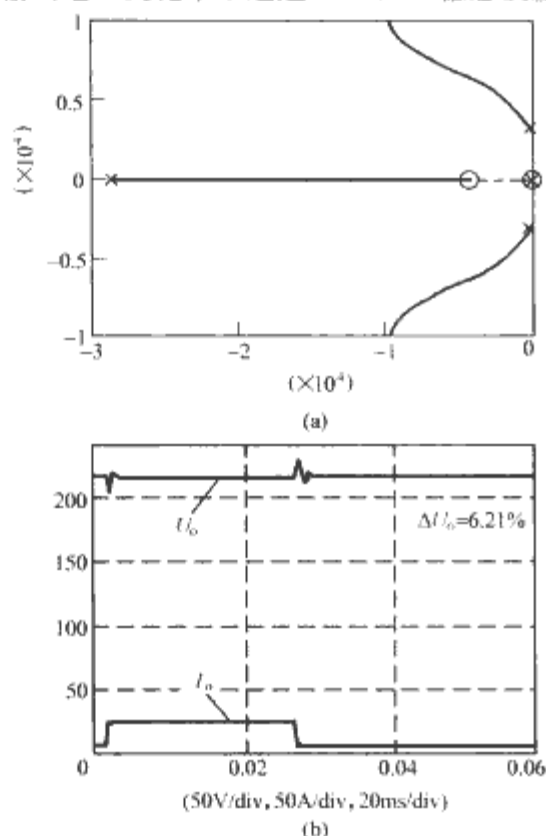


图 5.3-10 Buck 型变流器根轨迹校正

(a) 校正后系统根轨迹; (b) 负载突变时输出电压、电流波形

2 基于状态空间理论的设计

在状态空间中以状态相量或状态变量描述系统的方法称为状态空间分析法。状态空间分析法的特点: 便于在数字机上求解; 便于采用相量、矩阵符号简化数学模型; 容易考虑初始条件; 既反映系统的输入—输出外部特性, 也揭示系统内部状态的变化特性; 可适用于描述定常或时变、线性或非线性、连续或离散、确定或随机、单输入—单输出或多输入—多输出等各类系统; 便于应用现代设计方法实现最优控制、自适应控制等。

20 世纪 60 年代以来采用状态空间这一数学方法描述、分析和设计系统成为现代控制理论的重要标志。尽管任何实际系统都含有非线性因素, 但在一定条件下许多系统可用线性模型充分表示其特性, 而且数学上处理线性系统较为方便, 所以现代控制理论中的线性系统理论部分首先得到研究和发展, 许多其他理论分支均以线性系统理论为基础。在线性系统理论中又出现了一些分支, 而状态空间法是线性系统理论中最重要和影响最广的分支, 在此介绍线性系统的状态空间设计方法。

无论在经典控制理论还是在现代控制理论中, 反馈都是系统设计的主要方式。在状态空间描述系统, 有状态反馈和输出反馈两种常用的反馈形式。

一个 n 维线性定常系统的状态空间表达式为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= cx \end{aligned} \quad (5.3-11)$$

引入状态反馈的系统结构图如图 5.3-11 所示, 其状态反馈闭环系统动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A - BK)x + Br \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (5.3-12)$$

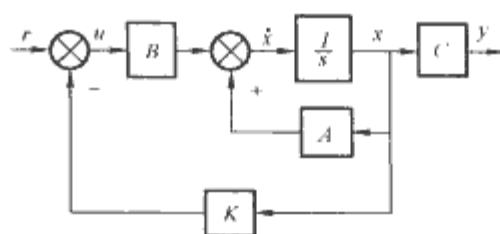


图 5.3-11 状态反馈闭环系统

输出反馈有两种形式: ①将输出量反馈至参考输入; ②将输出量反馈至状态微分。分别如图 5.3-12 (a)、(b) 所示。

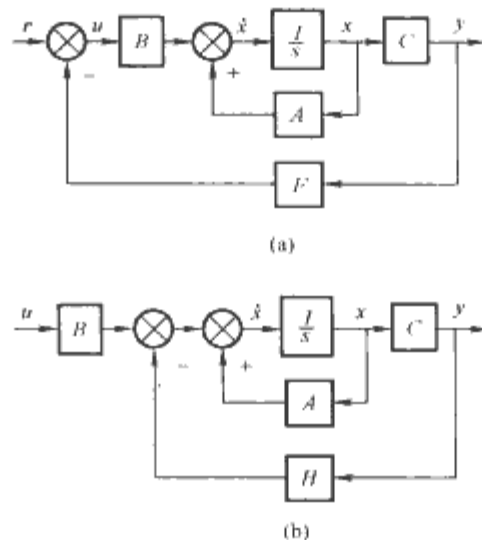


图 5.3-12 输出反馈闭环系统

(a) 输出量反馈至参考输入; (b) 输出量反馈至状态微分

单独来看, 由于状态能完整表征系统的动态行为, 状态反馈提供信息量大, 可以在不增加系统维数的情况下自由支配动态响应特性, 但系统的状态常常不能全部测量到, 使其应用受到限制, 这可以通过状态观测器解决。输出反馈提供信息量较小, 所引入的补偿装置将使系统维数增加, 而且难以得到任意的所期望的响应特性, 但输出量容易测量, 实现起来较方便, 因而获得了较广泛的应用。

随着控制技术的发展, 状态反馈在形成最优控制规律、抑制扰动影响、实现系统解耦控制等方面均得到广泛应用。

利用状态进行反馈, 必须测量状态变量, 考虑系统中多个状态变量检测的可能性以及成本因素, 需要用状态观测器给出状态估值。因此, 用状态空间法设计系统的主要内容包括状态反馈和状态观测器的设计。

2.1 状态反馈控制器设计

状态反馈控制器的设计就是确定状态反馈增益矩阵 K , 大致有两种方法: ①由于系统性能和它的极点在复平面的位置密切相关, 所以反馈控制的思路是利用状态反馈将闭环系统的极点放置于所希望的极点位置, 即进行极点配置。根据系统要求给出期望闭环极点, 推算状态反馈增益矩阵。②应用最优控制原理, 使系统的阶跃响应接近理想输出, 据此确定状态反馈增益。

以下是单输入—单输出系统状态反馈控制器采用极点配置方法的设计过程:

- (1) 判断原系统的状态是完全可控的, 这是系统极点任意配置的充要条件。
- (2) 计算状态反馈闭环系统的特征多项式 $\det[sI - A + bK]$ 。
- (3) 根据系统性能指标要求确定希望闭环极点位置, 然后计算希望特征多项式。
- (4) 令闭环系统特征多项式与希望特征多项式中对应项的系数相等, 可确定状态反馈增益矩阵 K 。

2.2 状态观测器设计

状态观测器的作用：①通过可测量状态变量估计不可测量或不便测量的状态变量，且简化系统硬件电路结构；②为消除数字控制中采样延时和计算延时的影响提前预估状态变量，实现一拍超前控制。

用状态观测器进行状态反馈的闭环系统框图如图 5.3-13 所示，其中状态观测器就是图 5.3-12 (b) 所示输出反馈控制方式，其动态方程为

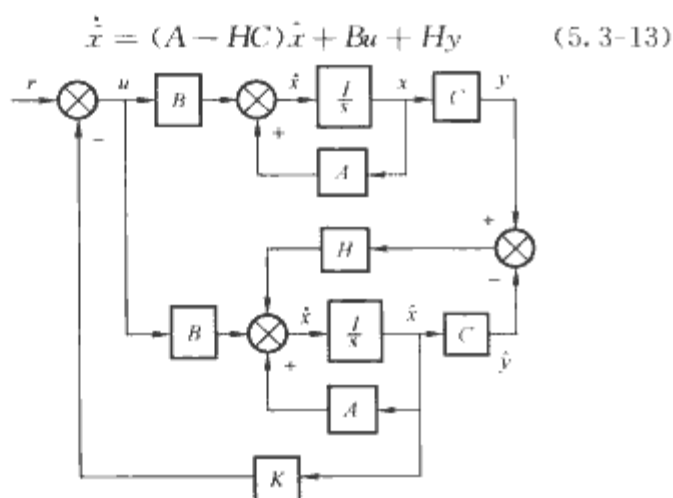


图 5.3-13 带观测器的状态反馈系统

状态观测器的设计过程如下：

- (1) 判断原系统的状态是完全可观的，这是状态观测器能给出状态估值的充要条件。
- (2) 计算状态观测器的特征多项式 $\det[sI - A + HC]$ 。
- (3) 根据观测器响应速度比状态反馈系统响应速度快几倍来选择观测器希望极点，然后计算观测器的希望特征多项式。
- (4) 令观测器的特征多项式与其希望特征多项式中对应项的系数相等，可确定观测器输出反馈矩阵 H 。

确定了状态反馈控制器和观测器，即状态反馈系统设计完毕。

2.3 状态反馈控制的改进

状态反馈控制通过合理选择反馈增益矩阵来改变对象的动力学特性，以实现不同的控制效果。采用状态反馈可以任意配置闭环系统的极点，从而改善系统的动态特性和稳定性，这是状态反馈控制的最大优点。状态反馈控制虽然可以极大地改善系统的动态响应特性，但设计过程中并不能保证系统的稳态精度满足要求。状态反馈控制如果对负载扰动不采取有针对性的措施，则会导致稳态偏差和动态特性的改变。为此，在利用状态反馈获得理想动态特性的同时，需采取措施对稳态进行校正。

2.3.1 串联校正+状态反馈混合控制方案

串联滞后校正可以增大低频段的开环增益来提高稳态精度，状态反馈可以配置极点来改善动态响应，因此将输出量的误差串联滞后校正作为外环、状态反馈作为内环形成“串联校正+状态反馈”混合控制方案，如图 5.3-14 所示，这样可兼顾系统全面性能指标要求。

以单相逆变器为例，为使逆变器输出高性能正弦交流电压，讨论其控制器的设计过程。假定逆变器开关管是理想器件，在满足线性化处理的条件下，可将逆变器功率变换部分近似成 LC 二阶滤波电路，其空载传递函数为

$$G_p = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad (5.3-14)$$

式中： r 为变换电路开关管开关损耗、死区效应及线路电阻

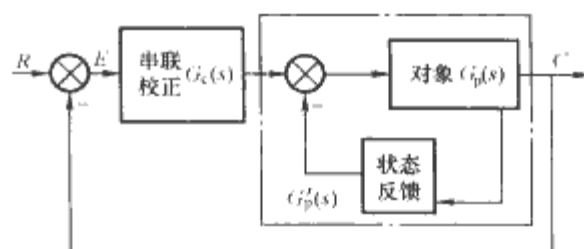


图 5.3-14 串联校正+状态反馈混合控制

等各种阻尼作用的综合等效电阻。逆变器空载运行时阻尼非常小，是一个振荡剧烈的二阶系统。如果以响应特性最恶劣的空载情况作为设计对象，一旦空载响应得到良好改善，那么带载运行的响应性能将能满足要求。因此，将逆变器空载工况看作被控对象。

为使稳态误差尽量小，以输出电压偏差的 PI 控制为外环、状态反馈为内环构成控制系统。逆变器的参数如下：额定输出电压 $U_{or} = 220V$ ，额定功率 $P_o = 11kW$ ，功率因数为 0.8，滤波电感 $L = 0.43mH$ ，滤波电容 $C = 140\mu F$ ，等效阻尼电阻 $r = 0.1\Omega$ ，开关频率 $f = 10kHz$ 。首先设计状态反馈控制器，以电容电压、电容电流作为状态变量 $X = [u_c, i_c]^T$ ，得到状态反馈增益相量 $K = [3.34 \ 0.505]$ ，然后将内环作为外环被控对象 $G_p'(s)$ 设计串联 PI 控制器， $k_p + k_p/(t_i s) = 2.97 + 2.97 \times 2500/s$ ，因内环动态特性已校正好，故外环 PI 控制器设计较为容易。图 5.3-15 所示为 PI+状态反馈混合控制逆变器开环频率特性；图 5.3-16 (a) 所示为逆变器突加突减 50% 额定负载时动态响应仿真波形，电压变化率最大 5.67%，稳态误差不超过 0.5%；图 5.3-16 (b) 所示为逆变器所带整流负载达额定电流峰值时的输出电压、负载电流波形，此时负载电流波峰因子达 3.19，输出电压总谐波畸变率 THD 为 0.95%。仿真结果可见，混合控制使逆变器动、静态响应性能大幅度全面改善。

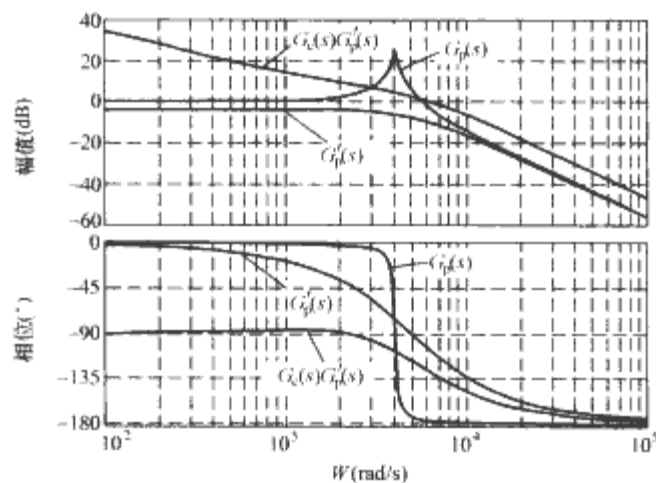


图 5.3-15 PI+状态反馈混合控制
逆变器开环频率特性

2.3.2 重复控制+状态反馈混合控制方案

数字控制相对于模拟控制而言有着诸多的优势：数字电路可靠性高，无零漂，抗干扰能力强，容易实现复杂的控制算法，控制灵活可变，通用性强，系统监控维护方便，因而数字控制近年来备受关注。数字控制技术的广泛应用推动了诸如重复控制、模糊控制等先进的控制策略的发展。其中重复控制的思想是针对逆变器输出电压波形在整流或相控负载扰动下引起的周期性畸变，假定前一基波周期出现的输出电压波形畸变将在下一个基波周期的同一时刻重复出现，根据输出电压波形的误差计算一个补偿量并在下一个基波周期叠加在原控制信号上，从而消除周期性干扰产生的稳态误差。重复控制是一种具有高稳态精度、高性价比的数字波形控制

技术。在逆变器波形控制中,将重复控制和状态反馈控制相结合,取长补短,发挥两者的优势,将是一种动、静态性能全面改善的优良的波形控制方案。这种混合控制方案的具体设计见后面的重复控制改进一节。

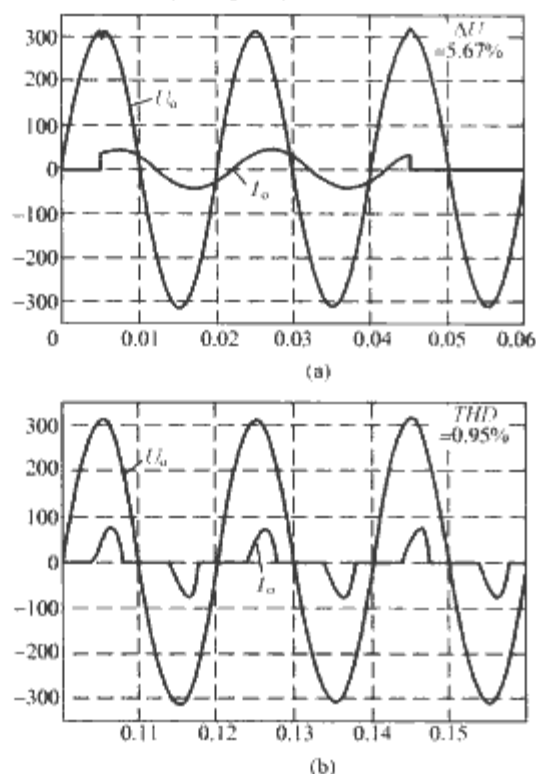


图 5.3-16 PI+状态反馈混合控制逆变器仿真波形
(100V/div, 100A/div, 10ms/div)

(a) 负载突变时输出电压、负载电流波形; (b) 非线性负载时输出电压、负载电流波形

2.3.3 增广状态反馈控制

经典控制理论中用偏差的积分来抑制与消除单输入-单输出系统的稳态误差,偏差积分同样可以推广应用到多输入-多输出系统中。在状态反馈控制系统中,定义偏差 $e(t) = r(t) - y(t)$,引入偏差的积分 $e_i(t) = \int_0^t e(\tau) d\tau$,将 $e_i(t)$ 作为附加状态变量与原来的受控系统构成受控系统增广状态反馈控制系统,其动态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ r \end{bmatrix} \quad (5.3-15)$$

$$y = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ e_i \end{bmatrix} \quad (5.3-16)$$

式(5.3-15)和式(5.3-16)所表示的逆变器状态增广系统如果可控,就能用状态反馈实现闭环极点的任意配置,以保障系统的稳定性、动态性能以及减小稳态误差。控制器的设计就是确定状态反馈增益矩阵 $K' = [K \quad k_i]$ 。

以一台单相半桥逆变器实验装置为例,参数如下:输出额定电压 $U_{or} = 110V$ (有效值),输出额定电流 $I_{or} = 10A$ (有效值),滤波电感 $L = 1.065mH$,滤波电容 $C = 60\mu F$,实测阻尼比 $\zeta = 0.059$ 。控制算法由数字信号处理器(DSP) TMS320F240 完成,系统开关频率 $f_{sw} = 10kHz$,采样频率 $f = 10kHz$ 。图 5.3-17 (a) 所示为逆变器增广系统动态指令跟踪闭环波形,输出电压超调量约 8.75%,调节时间不超过 3.5ms;图 5.3-17 (b) 所示为开环动态指令跟踪波形,输出电压超调量为 78.12%,调节时间 7ms。图 5.3-18 所示为逆变器增广系统突加负载响应波形,输出电压变化量最大 9%,过渡过程时间 2ms。图 5.3-19 所示为逆变器增广系统带非线性负载电流峰值达到额定负载峰值时的输出响应波形,电流波峰因子为 3.03,输出电压谐波畸变率 $THD = 1.9\%$ 。实验

表明逆变器增广系统闭环波形控制能力强,动态响应快,额定负载电流波峰因子超过 3 时谐波畸变率仍很低。

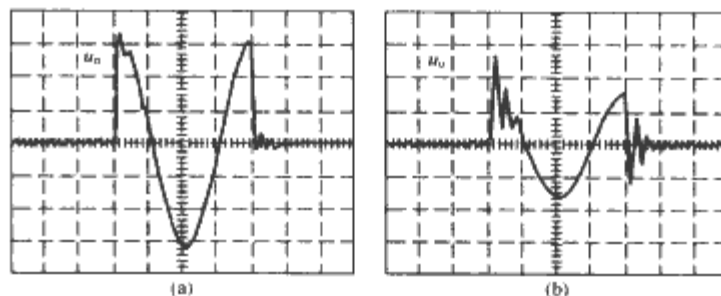


图 5.3-17 逆变器增广系统动态指令跟踪波形

(a) 闭环动态指令跟踪 (36.4V/div, 5ms/div);

(b) 开环动态指令跟踪 (72.8V/div, 5ms/div)

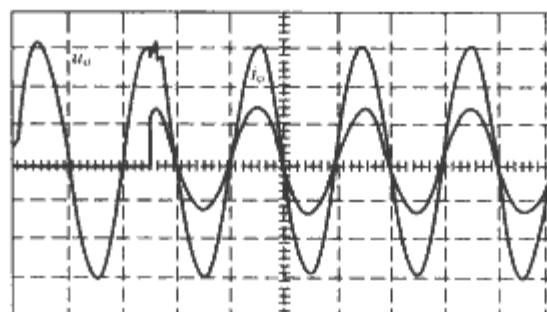


图 5.3-18 逆变器增广系统突加负载输出波形 (50V/div, 7.2A/div, 10ms/div)

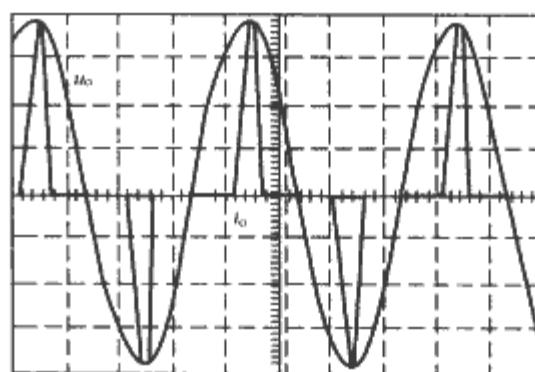


图 5.3-19 逆变器增广系统非线性负载响应波形
(41V/div, 3.6A/div, 5ms/div)

3 重复控制

随着功率半导体逆变电源技术的日益成熟,它的应用范围越来越广,它所供电的各种对象中整流及相控负载占有很大的比重,上面所提到的控制策略对这种非线性负载引起的输出电压波形畸变的抑制效果不是很好。当逆变电源给整流或相控负载供电时,负载扰动是周期性出现的,输出电压波形偏差也是周期性产生的。针对整流及相控负载引起的畸变在各周期中重复出现的特点,人们提出了一种新的控制策略——重复控制 (Repetitive Control)。

重复控制是一种根据检测到的误差计算一个具有记忆性的补偿量,专门抑制周期性重复特点的干扰的补偿控制方式。以图 5.3-20 所示的 SPWM 逆变电源重复控制原理框图说明重复控制的原理:图中 $G_p(s)$ 为包括 SPWM 脉冲形成环节的对象传递函数,以逆变电源给相控负载供电为例,输出 u_o 在相控开关动作时出现迭落,控制系统检测出误差 u_e ,然后重复控制器根据重复控制算法得到补偿量 u_c ,补偿量 u_c 与参考信号 u_r 的和作为新的控制量 $u_k = u_r + u_c$,对输出进行调节; u_c 根据检测到的 u_e 不断更新,直到 $u_e = 0$ 时为止,

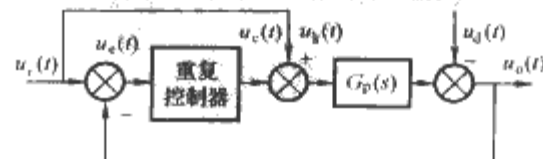


图 5.3-20 逆变电源重复控制原理框图

这时 u_c 刚好补偿了扰动 u_d 的作用, 以后多周期中 u_c 便不再调整, 重复使用, 而系统处于稳态运行, 就像没有扰动作用一样。由于在重复控制实用过程中只能采用数字方式实现, 因而重复控制算法为离散方程。设参考信号周期为 T , 采样周期为 T_s , 则 $N = T/T_s$ 为一个信号周期中的采样次数, 一个信号周期中不同采样周期用 k 表示 ($k \leq N$), 不同信号周期用 j 表示, 那么重复控制算法可表示为

$$\begin{cases} U_c(k, j-1) = U_r(k, j-1) - U_o(k, j-1) \\ U_c(k, j) = U_c(k, j-1) + G_c U_c(k, j-1) \end{cases} \quad (5.3-17)$$

式中: G_c 为根据误差决定补偿量大小的变换关系。

从式 (5.3-17) 可见, 如果在第 j 个信号周期的第 k 个采样时刻检测到误差 $U_c(k, j)$ 不等于零, 说明在此之前算出的补偿量 $U_c(k, j)$ 不合适造成的, 于是在下一个信号周期的第 k 个采样时刻将补偿量调整为 $U_c(k, j+1) = U_c(k, j) + G_c U_c(k, j)$; 如果在第 j 个信号周期的第 k 个采样时刻检测到误差 $U_c(k, j)$ 等于零, 则在下一个信号周期的第 k 个采样时刻补偿量将保持为 $U_c(k, j+1) = U_c(k, j)$, 不再调整。从 U_c 的计算过程可见, 重复控制中补偿量实际上可以看作对不同信号周期中采样周期序号 k 相同的时刻上的误差进行积分运算控制, 当负载变化周期与信号周期相同时, 虽然从整个信号周期看负载是时变的, 但从不同信号周期中采样周期序号 k 相同的各个时刻分别来看, 负载是不变的, 即重复控制把一个信号周期划分为 N 个独立控制区间, 使一个时变扰动抑制过程转化为 N 个时不变扰动单独抑制过程, 以达到稳态无静差控制。正弦指令跟踪也具有类似调节过程。对式 (5.3-17) 做 z 变换可得重复控制算法 z 域表达式为

$$\begin{cases} U_c(z) = U_r(z) - U_o(z) \\ U_c(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} G_c(z) U_c(z) \end{cases} \quad (5.3-18)$$

3.1 重复控制算法

重复控制器的设计就是对重复控制算法的设计, 包括积分运算和补偿器。近年来发展了多种重复控制算法, 下面介绍主要的几种。

3.1.1 无过冲重复控制算法

在逆变器主电路模型已知的前提下, 用 $G_p(z)$ 表示对象 (包括主电路、脉冲形成环节及采样保持器) 的 z 传递函数, $G_p^{-1}(z)$ 表示 $G_p(z)$ 的逆变换。实际输出 $U_o = U_r - U_c$ 中的偏差就是由控制偏差 $-U_c G_p^{-1}(z)$ 产生的, 如果模型 $G_p(z)$ 是精确的, 则补偿器 $G_c(z) = G_p^{-1}(z)$ 可以精确确定补偿量的大小, 经过重复控制算法的调整, 在下一信号周期 u_c 就能完全消除 u_e , 从而实现一次补偿到稳态值, 这种算法就是无过冲重复控制算法, 框图如图 5.3-21 所示。

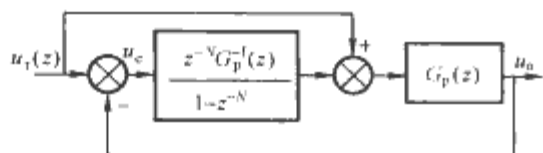


图 5.3-21 无过冲重复控制框图

对逆变电源而言, 由于 $G_p(z)$ 中含有负载参数, 而负载是时变的, 因此 $G_p(z)$ 在大多数情况下都不是精确模型, 难以实现理想的无过冲控制。但是这种方法在一定程度上还是有效的。

3.1.2 基于内模原理的重复控制算法

逆变器波形控制系统是一个指令呈正弦变化、负载扰动按正弦或按非正弦规律变化的伺服系统, 从稳态运行来看, 线性负载下扰动和指令同频率, 非线性负载下扰动含有基波以及基波频率整数倍的多重谐波, 如果要求输出波形实现无静差, 可以运用控制理论中的内模原理 (internal-model principle) 进行重复控制算法的设计。内模原理是把作用于系统的外部信号 (含指令信号和扰动信号) 的动力学模型植入控制器以构成高精度反馈控制系统的一种设计原理。控制器包含的外部信号的数学模型称为“内模”。

上述式 (5.3-18) 中 $1/(1-z^{-N})$ 实际上是一个周期延迟正反馈环节, 如图 5.3-22 所示, 它起到与积分环节相似的作用: 对以基波周期重复出现的误差 u_e 进行以周期为步长的累加, 并在输入信号 u_e 消失后持续不断地重复输出与上周期波形相同的信号, 把它称为重复信号发生器。 $1/(1-z^{-N})$ 形成了包含正弦指令和 (线性或非线性) 负载扰动的综合内模, 因而重复控制可使逆变器输出波形实现理论上的无静差。但考虑稳定性和鲁棒性因素, 实际采用如图 5.3-23 所示的改进型重复信号发生器 $1/[1-Q(z)z^{-N}]$, 其中 $Q(z)$ 可选为一个低通滤波器或一个略小于 1 的常数, 以减弱积分作用。将误差的纯积分改为这种“准积分”的作用在于以牺牲无静差为代价提高系统的稳定性。

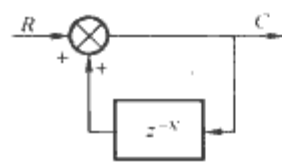


图 5.3-22 重复信号发生器

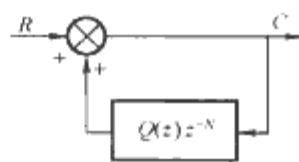


图 5.3-23 改进型重复信号发生器

根据内模积分的误差信息, 补偿器需对误差各谐波分量提供合适的相位补偿和幅值补偿, 以在下一周期的适当时刻输出控制量 u_c 抵消误差 u_e 。但是相位补偿难以对误差中丰富的频率成分一一准确补偿, 而且实际系统模型也不可能精确, 为此提出一种利用超前环节进行相位补偿, 结合低通滤波器改善鲁棒性的补偿器, 表达式为

$$G_c(z) = k_r z^k S(z) \quad (5.3-19)$$

式中: k_r 为重复控制增益; z^k 为做相位补偿的超前环节; 低通滤波器 $S(z)$ 一方面抵消逆变器对象较高的谐振峰值, 使之不破坏稳定性, 另一方面增强前向通道的高频衰减特性, 提高稳定性和抗高频干扰的能力。超前环节 z^k 应补偿滤波器 $S(z)$ 和对象 $G_p(z)$ 总的相位滞后。控制量的“超前实施” z^k 依赖于周期延迟环节 z^{-N} 变得可实现。图 5.3-24 所示为这种基于内模原理的重复控制框图, 由此可见, $G_c(z)$ 通过在中低频段实现对消、在高频段借助衰减特性杜绝因高频对消欠佳导致的振荡, 从而在提高系统稳定性和鲁棒性的基础上改善波形校正效果。

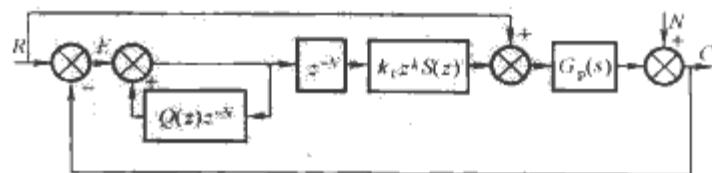


图 5.3-24 基于内模原理的重复控制框图

改进型重复信号发生器中的 $Q(z)$ 可取为常数, 如 0.95, 也可取为零相移陷波滤波器, 表达式为

$$F(z) = \frac{a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \dots + a_1 + \dots + a_{m-1} z^{-(m-1)} + a_m z^{-m}}{2a_m + 2a_{m-1} + \dots + a_0} \quad (5.3-20)$$

针对 $Q(z)$ 两种情况给出重复控制器的一般设计步骤:

(1) 测得逆变器对象空载时的频率特性。

(2) 根据对象的幅频特性选取一个二阶滤波器或零相移陷波滤波器作为 $S(z)$, 按照使校正后的对象中低频增益接近 1 (中低频幅值补偿), 高频增益尽快降至 -26dB (0.05) 以下的目标确定 $S(z)$ 。

(3) 将滤波器 $S(z)$ 和对象 $G_p(z)$ 的相频特性叠加, 按照使系统在中低频段前向通道的总相移 $\angle e^{j\omega T} S(e^{j\omega T}) G_p(e^{j\omega T})$ 尽量小 (中低频相位补偿) 的目标, 并结合采样频率选择超前步长 k 。

(4) 在范围 $[0, 1]$ 之间选择合适的重复控制增益 k_r 。 k_r 的影响是其值减小则增益稳定裕度增大, 同时动态收敛速度变慢且稳态误差有所上升, 反之则反。

(5) 根据式 (5.3-21) 所列的稳定条件, 采用 MATLAB 等软件绘制 $H(e^{j\omega T})$ 奈奎斯特图, 校验系统的稳定性。如果 $H(e^{j\omega T})$ 轨迹有超出单位圆的情况, 则应回到第 1 步重新设计。稳定条件表达式为

$$\begin{aligned} & |H(e^{j\omega T})| \\ &= |Q(e^{j\omega T}) - k_r e^{j\omega k T} S(e^{j\omega T}) G_p(e^{j\omega T})| < 1, \omega \in [0, \pi/T] \end{aligned} \quad (5.3-21)$$

3.2 重复控制的改进

重复控制由于利用扰动的重复性来逐周期地修正输出波形, 使系统既无须进行多个变量的采样, 也不用很高的控制速度和很复杂的算法, 就可达到很高的稳态指标。其优势在于软硬件成本低廉, 易于实施。重复控制的不足表现在动态响应超过一个基波周期。在高性能逆变器场合, 直接重复控制存在动态响应慢的问题, 单一的瞬时反馈控制方案又存在实现快速性同时难以保证稳态精度的困难, 因此将重复控制与某种快速瞬时控制方案相结合组成混合控制方案, 这样一方面可以兼顾稳态和动态性能; 另一方面瞬时控制方案对逆变器起到了内环改造作用, 使重复控制器易于设计。混合控制方案主要有:

3.2.1 重复控制+状态反馈混合控制方案

上述可见, 重复控制和状态反馈控制各有所长。将前者置于外环, 专门用于保证稳态指标, 减小非线性负载等因素造成的谐波失真, 后者作为内环用于改善逆变器动态响应, 两种控制方法各司其职, 优势互补, 既可以使控制器设计大为简化, 又能使系统性能得到全面提升。重复控制+状态反馈混合控制系统结构如图 5.3-25 所示, 其中状态观测器的作用有两个: 一是根据检测量观测必要的反馈状态变量; 其次是通过状态变量预估实现一拍超前控制, 以消除采样计算延时的影响。内环指令通道上设置增益项 k 以保证闭环系统对参考输入的增益为 1。状态反馈系数采用极点配置方法确定。由于有状态反馈对逆变器进行内环改造, 可基本消除逆变器的谐振峰, 这样一来重复控制器中的滤波器 $S(z)$ 只需一个二阶滤波器即可胜任。

以上述 2.3.3 节单相逆变器实验装置为例, 将增广状态反馈控制作为内环, 加上重复控制作为外环, 组成混合控制系统, 图 5.3-26 所示为逆变器在增广状态反馈加重重复控制

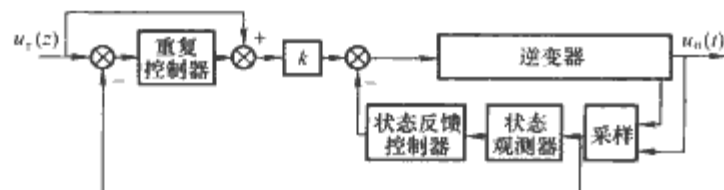


图 5.3-25 重复控制+状态反馈混合控制系统结构图

情况下带非线性负载的输出波形, 非线性负载电流峰值达到额定负载峰值, 电流波峰因子超过 3, 输出电压谐波畸变率 THD 为 0.5%, 充分显示出重复控制+状态反馈混合控制对逆变器波形质量的提升效果。

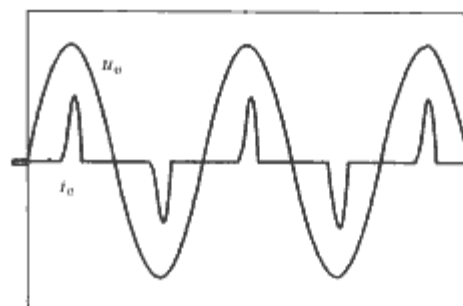


图 5.3-26 重复控制+增广状态反馈控制时非线性负载响应波形
(50V/div, 10A/div, 5ms/div)

3.2.2 重复控制+PD 控制混合控制方案

串联超前校正 (PD 控制) 可以增大系统阻尼, 提高稳定裕度, 加快响应速度, 改善动态特性。因此, 重复控制外环+PD 控制内环可以构成一种动、静态性能优良的混合控制方案。其中串联超前校正 (PD 控制) 器首先根据动态性能指标确定参数, 可以采用经典控制理论的设计方法; 然后重复控制器可在相对宽松的条件下设计。

3.2.3 重复控制+无差拍控制方案

无差拍控制是一种响应速度最快的瞬时反馈数字控制方式, 它可以在一个采样周期内使输出量消除偏差、跟踪指令。有文献将无差拍控制和重复控制相结合对逆变器实施控制, 利用前者加快被控对象的动态响应过程, 依赖后者提高稳态跟踪精度, 从而改善逆变器的输出波形质量, 不失为一种可选的混合控制方案。无差拍控制器的设计见下面第 4 节。

4 无差拍控制

无差拍 (deadbeat) 控制是基于状态空间的多变量反馈控制的一种特例, 它根据被控对象离散数学模型精确计算控制量并施加于对象来使得输出量的偏差在一个采样周期时间内得到修正。一个数字系统若用式 (5.3-22) 动态方程描述

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (5.3-22)$$

将下一拍的输出量 $y(k+1)$ 用下一拍的指令 $r(k+1)$ 代替, 即有

$$r(k+1) = Cx(k+1) = CAx(k) + CBu(k) \quad (5.3-23)$$

假设按照使式 (5.3-23) 成立的要求选择控制量 $u(k)$, 则系统的输出量在每一个采样时刻都与其指令完全一致, 也就是实现无差拍效果。由式 (5.3-23) 导出的控制量 $u(k)$ 算式就是无差拍算法。由此可见, 无差拍控制是数字控制特有的一种控制规律。

在电力电子变流器控制中, 逆变器的控制除了关注可靠性、体积、质量、效率、电磁兼容性 (EMC) 等常见基本指标外, 其输出波形控制近年来成为研究焦点, 这是由于用电场合对逆变器输出波形质量日益增高的要求所致。无差拍控制属于种类繁多的波形控制中仍处在发展的一种方案。早期的无差拍波形控制基于阻性负载假设, 算法简单, 但负载适应性差, 负载变化时稳态幅值会出现偏差, 非线性负载下波形失真较明显。原因是无差拍控制算法要求精确的模型, 而逆变器负载电流是由负载决定的瞬时变化的扰动, 可见无差拍控制对负载扰动的

抑制存在一定困难。由于逆变器所接负载是多种多样的, 对此作过多假定都会影响模型的准确程度。如果将负载电流看作扰动输入, 逆变器离散数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_o(k+1) \\ i_1(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_o(k) \\ i_1(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ i_o(k) \end{bmatrix} \quad (5.3-24)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_o(k) \\ i_1(k) \end{bmatrix} \quad (5.3-25)$$

式中: $u_o(k)$ 、 $i_1(k)$ 分别为输出电压和滤波电感电流; $u(k)$ 为逆变桥电压; $i_o(k)$ 为负载电流。输出 $u_o(k+1)$ 用参考指令 $r(k+1)$ 代替, 则得到无差拍算法为

$$u(k) = \frac{r(k+1) - a_{11}u_o(k) - a_{12}i_1(k) - b_{12}i_o(k)}{b_{11}} \quad (5.3-26)$$

将负载电流检测值代入控制量 $u(k)$ 算式 (5.3-26) 可以自动补偿负载扰动的影响, 实现基于任意负载的无差拍算法。考虑实际应用中多个反馈量检测的可能性与成本、数字化控制中采样延时和计算延时对 PWM 脉宽最大值的影响等因素, 数字系统中最切实有效的办法是利用状态观测器对反馈量下一拍的值的预测功能将控制算法提前一拍执行。这样一来, 为使控制作用超前一拍, 还需要设置扰动观测器提前一拍预测出负载扰动。图 5.3-27 所示为一个逆变器的负载扰动观测器型无差拍控制系统示意图。采用扰动观测器实时预测负载电流, 增强了负载适应性, 是无差拍控制的一大改进。

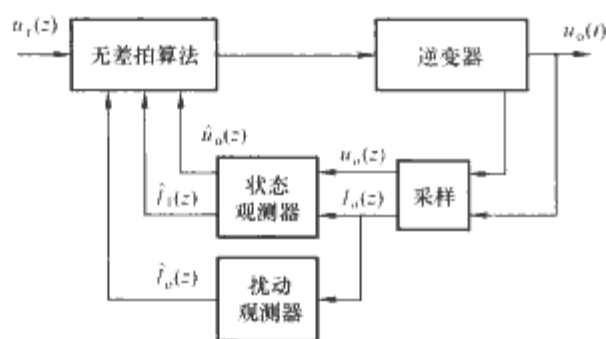


图 5.3-27 负载扰动观测器型无差拍控制系统示意图

扰动观测器预测的精度和速度是影响控制效果的关键。有文献假设负载电流一阶导数不变来建立逆变器扰动模型, 并仿照状态观测器构造扰动观测器。这种做法的问题在于对负载扰动的假定不能普遍适用于多种多样的逆变器负载。针对逆变器稳态运行时负载扰动的周期性特点, 有文献提出重复预测型扰动观测器, 如图 5.3-28 所示, 这种扰动观测器是对平推算法的重复校正。重复校正的原理: 根据负载电流波形逐周期重复, 可知平推算法的预测值与实际值之间的偏差也将按固定波形重复出现, 检测每一时刻的预测误差 e , 然后在下一周期提前在负载电流采样值上叠加补偿量 u_r ,

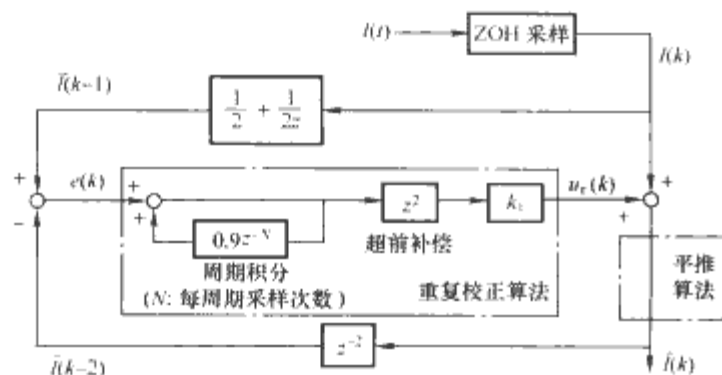


图 5.3-28 重复预测型扰动观测器

使平推算法得到的预测结果接近实际值。将重复预测型算法和状态观测器型算法的负载扰动预测效果进行仿真对比, 结果如图 5.3-29 所示, 可见采样频率相同时重复预测算法的稳态误差约是状态观测器算法的一半, 后者只有在采样频率提高一倍后才能达到类似于前者的预测效果。这种重复预测型扰动观测器改善了无差拍控制方案对逆变器稳态运行的控制效果, 非线性负载时效果尤其明显。

无差拍控制突出的优点是响应速度快。其缺点也十分明显: 无差拍控制效果取决于模型估计的准确程度, 实际上无法对电路模型做出非常精确的估计, 而且系统模型随负载不同而变化, 系统鲁棒性不强; 其次, 无差拍控制极快的动态响应既是其优势, 又导致了其不足, 为了在一个采样周期内消除误差控制器瞬态调节量较大, 一旦系统模型不准, 很容易使系统输出振荡, 不利于安全稳定运行。

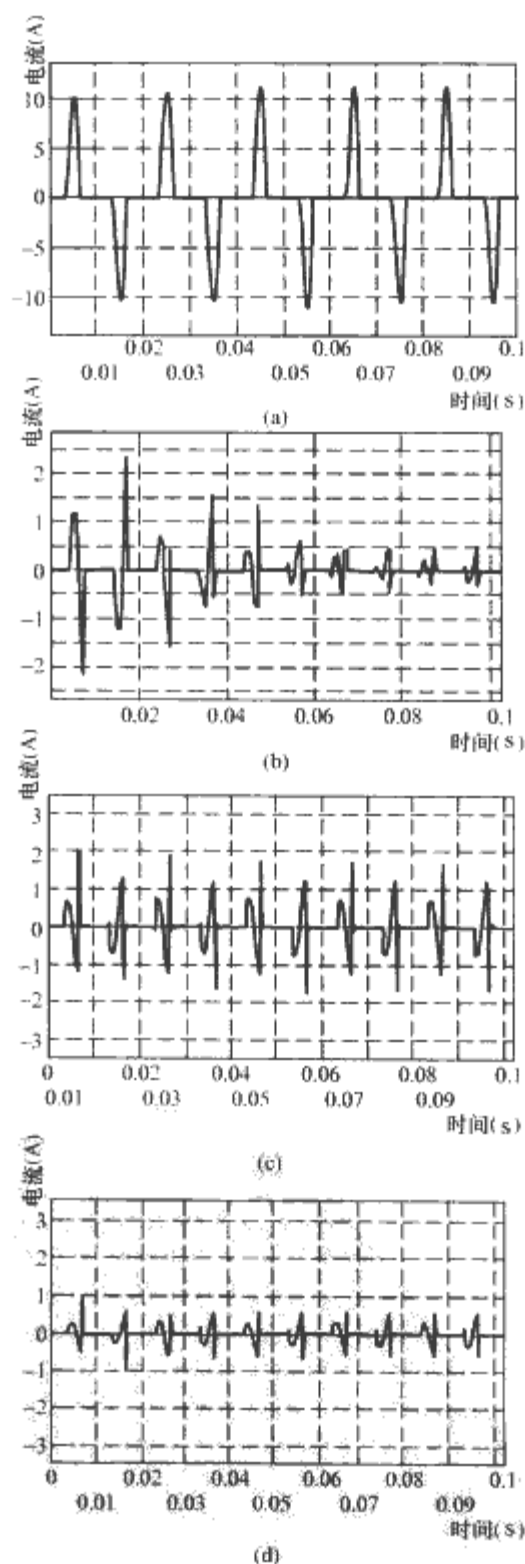


图 5.3-29 负载扰动预测效果仿真

(a) 实际负载电流; (b) 重复预测型算法的观测误差 ($K_r=0.5$, 采样频率 8kHz); (c) 状态观测器型算法的观测误差 (采样频率 8kHz); (d) 状态观测器型算法的观测误差 (采样频率 16kHz)

第4章 滑模变结构理论在电力电子控制中的应用

1 变结构控制系统

1.1 问题的引出

二阶系统用相平面方法进行研究,可以获得系统的全部的动力学特性,继电系统以及更一般的分区线性化方法,实际上已蕴涵着改变系统控制的思想。特别有吸引力的是系统的结构本身可以有一个或两个是不稳定的,但是适当地进行切换,组成一个变结构系统,可以获得良好的动态特性。二阶系统的分区线性化相平面方法、继电系统的滑动运动等促成了变结构控制理论的产生。

正是由于这一历史因素,从概念上为变结构系统控制提供了直观思考。现在来讨论一个系统的例子,它对给出变结构控制系统的定义,以及更进一步地研究变结构系统都有帮助。

设二阶系统的运动微分方程为

$$\dot{y}' = 2y - x + u \quad (5.4-1)$$

其中

$$\begin{aligned} u &= -\psi x \\ \psi &= \begin{cases} +4, & \text{当 } xs > 0 \\ -4, & \text{当 } xs < 0 \end{cases} \\ s &= 0.5x + y \end{aligned}$$

利用相平面方法研究这个非线性系统。非线性系统的分区线性化方法将相平面分成两区:区I及II,分别定义为

$$\text{I: } xs > 0, \text{ II: } xs < 0 \quad (5.4-2)$$

在区I及区II中系统都是线性的,其微分方程分别为

$$\begin{aligned} \text{I: } \dot{x}' &= y, \dot{y}' = 2y - x - 4x = 2y - 5x \\ \text{II: } \dot{x}' &= y, \dot{y}' = 2y - x + 4x = 2y + 3x \end{aligned} \quad (5.4-3)$$

先研究I,系统方程 $\ddot{x} - 2\dot{x}' + 5x = 0$ 的原点是不稳定焦点,特征根分别为 $\lambda_{1,2} = 1 \pm i2$,相图见图5.4-1(a)。

再考虑II,系统方程可表示为: $\ddot{x} - 2\dot{x}' - 3x = 0$,特征根 $\lambda_{1,2} = -1, +3$,原点为鞍点,如图5.4-1(b)所示。

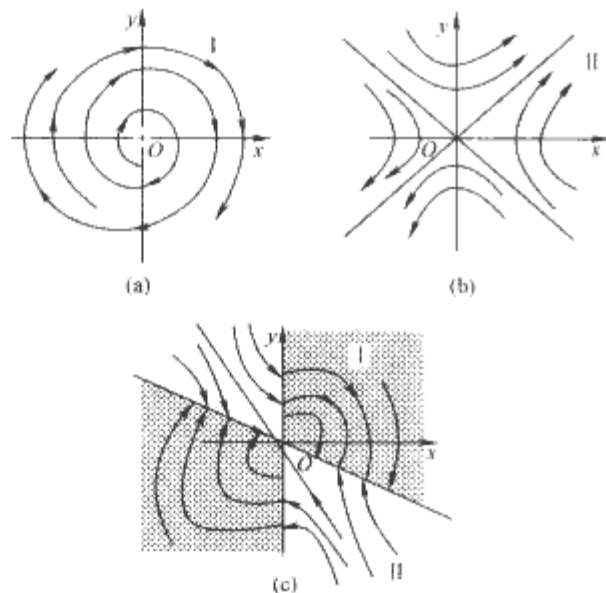


图 5.4-1 不同条件下的相平面图
(a) 不稳定焦点; (b) 鞍点; (c) 变结构系统

将相平面 (x, y) 按

$$\text{I: } x(x/2 + y) > 0, \text{ II: } x(x/2 + y) < 0 \quad (5.4-4)$$

分成两个区域,如图5.4-1(c)所示,点区表示I区,其余为II区。分别在其上绘出相轨线,即图5.4-1(a)和(b)的相应部分,得到系统的相轨线图。相图上 $x(x/2 + y) = 0$ 的边界,即 $x = 0$ 及 $(x/2 + y) = 0$ 两条直线为分区的边界。由于 ψ 的值是未定义的,因此在这两条直线的各点上系统也是没有定义的。

补充确定这两条边界的各点上系统的定义,也就是确定这些点上的相轨线的走向。直线 $x = 0$ 上的点都是常点,因为当 $x = 0$ 时,系统的第一个方程是有确定定义的,它表示为

$$\begin{cases} \dot{x}' > 0, & \text{当 } y > 0 \\ \dot{x}' < 0, & \text{当 } y < 0 \end{cases} \quad (5.4-5)$$

这意味着过每一点有一条且仅有一条相轨线穿过它,各点都是常点。在切换线上,即

$$0.5x + y = 0 \quad (5.4-6)$$

上,不难证实全部点都是止点,就是说此直线就是滑动运动区,代入 $y = x'$,就得到滑动运动的微分方程为

$$x + 2x' = 0 \quad (5.4-7)$$

它的解为: $x(t) = x_0 e^{-0.5t}$,表明滑动运动是按指数稳定的,沿 $s = 0$ 趋向原点。

这个变结构系统和继电系统相比较,主要差别在于其滑动运动区是整个切换线,而对继电系统而言滑动运动区仅是切换线的一部分。因此,可以肯定上述变结构系统的原点是全局渐进稳定的,而继电系统的稳定性,是否全局渐进稳定还要再加论证才能肯定。

另外还要指出一点,李亚普诺夫渐进稳定性的定义是说,系统的状态变量当 $t \rightarrow \infty$ 时渐进的趋向零,即 $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ 。但对某些变结构系统,原点的渐进稳定性意味着:对几乎所有解都有上述渐进性质,但允许有限几条相轨线能够在有限时间内达到原点,而不是渐进线趋近原点。

1.2 变结构系统

非线性控制系统

$$\dot{x}' = f(x, u, t), x \in R^n, u \in R^m, t \in R \quad (5.4-8)$$

需要确定切换函数相量

$$s(x), s \in R^m$$

具有的维数一般情况下等于控制的维数。并且寻求变结构控制

$$u_i(x) = \begin{cases} u_i^+(x), & \text{当 } s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x), & \text{当 } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (5.4-9)$$

这里变结构体现在 $u_i^+(x) \neq u_i^-(x)$,使得:

(1) 满足到达条件:切换面 $s_i(x) = 0$ 以外的相轨线将于有限时间内到达切换面。

(2) 切换面是滑动模态区,且滑动运动渐进稳定,动态品质良好。

显然,这样设计出来的变结构控制使得闭环系统全局渐

进稳定,而且动态品质良好,由于这里利用了滑动模型,所以又常称滑动模态控制。

下面作进一步的分析。设 u 是标量控制。

(1) 到达条件。即系统

$$\dot{x}' = f(x, u^+(x), t) \quad (5.4-10)$$

的解[位于 $s(x)=0$ 一侧]将趋近于 $s(x)=0$ 表示的切换面,而且在有限时间内到达切换面, s 也称为标量函数。略去推导过程,上述到达条件可简单地表示为

$$\left. \begin{aligned} s' &< 0, \text{当 } s > 0 \\ s' &> 0, \text{当 } s < 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.4-11)$$

或者

$$ss' < 0 \quad (5.4-12)$$

(2) 滑动模态渐进稳定且有良好动态品质。为了确定滑动模态的稳定性并研究其动态品质,就需要建立其运动微分方程,对非线性系统,这是一个复杂和困难的问题。对于

$$\dot{x}' = f(x, u, t), s(x) = 0 \quad (5.4-13)$$

还有一种等效控制的描述。对滑动运动来说,它恒满足 $s(x(t))=0, s'(x(t))=0$

展开第二式

$$s' = \frac{\partial}{\partial x}s(x); \dot{x}' = \frac{\partial}{\partial x}s(x); f(x, u, t) = 0 \quad (5.4-14)$$

其中

$$\frac{\partial}{\partial x}s(x) = \left[\frac{\partial}{\partial x_1}s, \frac{\partial}{\partial x_2}s, \dots, \frac{\partial}{\partial x_n}s \right]$$

从式(5.4-14)中解出 $u(x)$, 记为 $u_1(x)$ 。这就能够保证滑动模态运动的存在,即强迫系统式(5.4-8)的运动是沿着切换面而运动所需要的控制力,常称之为滑动模态的等效控制。

因此滑动模态的运动微分方程可表示为

$$\dot{x}' = f(x, u_1(x), t) \quad (5.4-15)$$

条件(2)即要求系统式(5.4-13)或式(5.4-15)的解具有良好的运动品质,如渐进稳定性、一定的稳定度、某泛函指标最优等。

1.3 变结构控制系统品质的概念

变结构控制系统中的过程,是由两部分组成的,即由两个阶段运动组成,如图

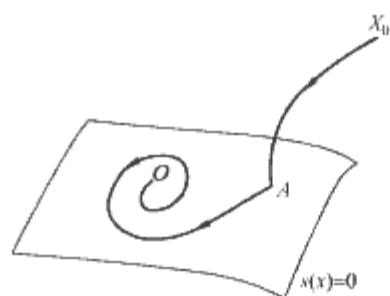


图 5.4-2 变结构控制

5.4-2 所示。第一阶段是正常运动,它全部位于切换面之外,或有限次穿越切换面,见图 5.4-2 上 X_0A ; 第二阶段是滑动模态,完全位于切换面上的滑动模态区之内,见图 5.4-2 上的 AO 。

过渡过程的品质,决定于这两段运动的品质。由于还不能一次性地改善整个运动过程的品质,因而不得不分别要求两段运动本身各自具有高品质。

此外,分开看每一段运动的品质均与所选切换函数 $s(x)$ 及控制函数 $u^+(x)$ 及 $u^-(x)$ 有关:选择 $u^\pm(x)$ 使得正常运动段的品质得到提高,选择 $s(x)$ 使滑动模态的运动品质得到保证和改善。选择系数以改善线性系统的品质这是一个经典的问题。

现在讨论正常运动段的品质问题。正常运动段是指趋向切换面并直接到达它的那段运动。能够趋近切换面并到达它是由到达条件

$$s' < 0, s > 0; s' > 0, s < 0 \quad (5.4-16)$$

决定的,但此条件丝毫也反映不出运动是如何趋近切换面的,而正常运动的品质正是要求此趋近过程良好,比如快速性要求等。因此可以提出并发展趋近律的概念和公式,来保证正常运动的品质,由此可以设计出各种各样的趋近率。

(1) 等速趋近律

$$\dot{s}' = -\text{sgn } s, s > 0 \quad (5.4-17)$$

(2) 指数趋近律

$$\dot{s}' = -\epsilon \text{sgn } s - ks, \epsilon > 0, k > 0 \quad (5.4-18)$$

(3) 幂次趋近律

$$\dot{s}' = -k |s|^\alpha \text{sgn } s, k > 0, 1 > \alpha > 0 \quad (5.4-19)$$

特别的,取 $\alpha=0.5$

$$\dot{s}' = -k \sqrt{|s|} \text{sgn } s, k > 0 \quad (5.4-20)$$

(4) 一般趋近律

$$\left. \begin{aligned} \dot{s}' &= -\epsilon \text{sgn } s - f(s) \\ f(0) &= 0, sf(s) > 0 \text{ 当 } s \neq 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.4-21)$$

这些趋近律的特点这里不再赘述。总之,有两种到达条件:

(1) 趋近不加刻划的趋近到达

$$s_i s'_i < 0, i = 1, 2, \dots, m \quad (5.4-22)$$

(2) 按规定趋近律的趋近到达

$$\dot{s}'_i = -\epsilon_i \text{sgn } s_i - f_i(s), i = 1, 2, \dots, m \quad (5.4-23)$$

1.4 变结构控制的特点

变结构控制作为一个学科分支,它的基本特点如下:

(1) 变结构控制是控制系统的一种综合方法。设有控制系统

$$\dot{x}' = A(x) + B(x)u \quad (5.4-24)$$

其主要任务是设计反馈 $u(x)$,但限定 $u(x)$ 是变结构的,它能将系统的运动引导到一个超平面 $s: c^T x = 0$ 上,或更一般的一个曲面 $s(x)=0$ 上。并选择这样的 $s(x)$,使得其上的运动是渐进稳定的。

(2) 变结构系统的滑动模态具有完全自适应性,这是变结构系统最突出的优点。任一实际系统中都有一些不确定参数、变化参数、数学描述也总具有不准确性,还受到外部环境的扰动。特别地,系统中某些特别复杂的部分,完全可以把它视为对系统的扰动,从而建立起一个简单的、线性化的模型,但受到一种扰动的系统。对扰动来说,它可以很复杂:如包括很多项、数学表达式复杂、甚至不确定等。但是,由于可以构造变结构控制,使得这样的扰动对滑动模态完全不发生影响,即滑动模态对扰动具有“完全自适应性”。这样,就可以解决十分复杂的系统的镇定问题。这是变结构控制系统的主要独特之处。

(3) 变结构控制系统已被用来解决复杂的控制问题。这些问题包括:理想运动的跟踪问题、理想模型的跟踪问题、模型跟踪的自适应控制问题、不确定系统的控制问题等等。采用趋近律后,非滑动模态运动也具有对扰动的自适应性。

(4) 变结构控制已开始应用于解决实际问题。在机器人控制、飞机自适应控制、卫星姿态控制、电力电子电路、电动机控制、电力系统控制等领域都有研究成果。

(5) 目前变结构控制理论尚存在问题,突出的是抖振问题。正像前面已经指出的,理论上滑动模态是光滑的,但实际中不可避免的惯性在滑动模态上叠加了一个自振,这常常是有害的。大大削弱或消除自振的影响是一个重要问题,这个问题目前已有一些研究结果。

2 变结构控制的若干专门问题

前面描述了变结构系统控制的一般概念。但是,还有一

些重要问题需要解决,这些问题也是关系到变结构控制能否被工程师接受的决定性因素,对变结构控制仅要求稳定性是不够的,还应要求它具有良好的品质,特别是抖振问题,能否将抖振削弱到允许范围内决定了其应用前景。

2.1 变结构系统的品质

变结构系统的品质是描述系统在变结构控制下性能的重要指标,而且变结构系统的品质与很多因素有关。

变结构控制的设计包括下列两个步骤:

(1) 求切换函数 $s(x)$, 使切换面 $s(x) = 0$ 上的滑动模态渐进稳定而且具有良好的动态特性。

(2) 求变结构控制 $u^*(x)$, 使任一运动于有限时间内到达切换面。

这两个条件是进行系统的变结构控制系统设计的重要依据。仔细考察这两个要求,可以看出以下问题:

(1) 切换函数 s 的维数总是取为控制 u 的函数,以使每一个控制 u_i 有自己的切换函数 $s_i(x)$

$$u_i(x) = u_i^*(x), s_i(x) \neq 0; i = 1, 2, \dots, m \quad (5.4-25)$$

这显然在原理上并非必要的,起码没有证明这样做的必要性或优越性。

(2) 于有限时间到达切换面。这一要求虽然绝对必要,但对设计一个好的变结构控制,是远远不够的。从图 5.4-3(a)可以看出,从初始状态 x_0 出发的轨线如果是 1, 则它的运动如图 5.4-3(b)所示,控制过程有很大的超调和较长的控制时间。如果是轨线 2, 则超调很小,且控制时间也很短。显然,只要求有限时间到达可能得到品质不好的控制系统,所以应再加上一个要求:到达运动或趋近模态具有良好品质。

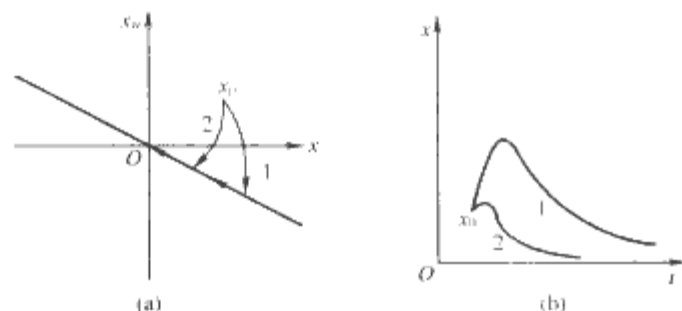


图 5.4-3 变结构控制系统运行轨迹
(a)运行轨迹; (b)控制过程

(3) 变结构控制系统的滑动模态具有鲁棒性,而且是理想的、完全的鲁棒性。严格地说,应该是:滑动模态系统的扰动和外干扰是不变的,滑动模态具有比鲁棒性、自适应性更好的性质。变结构系统的运动没有到达滑动模态时,不具有这种不变性、鲁棒性。当扰动及干扰较大时,甚至会出现从初始状态(不在切换面上)出发的运动不能到达切换面,所以研究趋近运动在某种条件下的不变性、鲁棒性,是十分重要的。只有当趋近运动和滑动都具有鲁棒性,才可以说此控制系统具有鲁棒性。

(4) 系统的平稳状态及静差也是十分重要的特性。从任意初始状态 x_0 出发的轨线 $x(t, x_0, t_0)$ 的右极限点记为 ω , 即

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} x(t, x_0, t_0) = \omega \quad (5.4-26)$$

所有 ω 点的集合称为相轨线的右极限点集,它表示系统的平稳状态。平稳状态可能是以下三者之一:

- 1) 零状态。即平衡状态,静差为零。
- 2) 定偏差。也是平衡状态,但静差不是零。

3) 自振。平衡状态是一振荡。

关于系统的包括极限点集在内的定性理论,在相关文献中有详尽的论述。在设计变结构控制时,设计合乎要求的平稳状态,也是有关系统品质的一个重要内容。

2.2 变结构控制的品质控制

从任意初始状态 x_0 出发的系统运动的品质,分别包括:趋近运动的品质、滑动模态的品质和平稳状态的品质。

2.2.1 趋近运动的品质

趋近运动的品质,决定于其微分方程的解。对线性系统来说,决定于

$$\dot{x}' = Ax + B(x)u^*(x), s(x) \neq 0 \quad (5.4-27)$$

的解。因此要确定其解的品质,是一个非线性问题,这是十分困难的。

对线性系统尚且困难,更不要谈对非线性系统了。我们遇到的系统此时为

$$\dot{x}' = Ax + B(x)u^*(x), s(x) \neq 0 \quad (5.4-28)$$

利用间接的方法,虽然不能具体地刻划出或算出趋近运动的过程、某些品质指标,却可以间接地对趋近运动的品质给出一个评价。特别是可以给出直观的、相对的品质比较,从而获得改善品质的方法。

定义趋近空间 R_s 为

$$R_s = \{s \mid s = [s_1, \dots, s_m]^T\} \quad (5.4-29)$$

可见, R_s 是 m 维的欧氏空间,其中一个点的坐标相量为 s , 坐标为 (s_1, s_2, \dots, s_m) 。

在空间 R_s 中表示出趋近过程

$$\dot{s}' = -\epsilon \operatorname{sgn} s - ks \quad (5.4-30)$$

这就是趋近律。对一个切换面 $s_i(x)$ 来说,向它趋近的运动为

$$\dot{s}_i' = -\epsilon_i \operatorname{sgn} s_i - k_i s_i \quad (5.4-31)$$

这里只有两个参数: ϵ_i 和 k_i 。它们的意义及作用是显然的。如果 $\epsilon_i = 0$, \dot{s}_i' 为

$$\dot{s}_i' = -k_i s_i \quad (5.4-32)$$

那么有 $\lim_{t \rightarrow \infty} s_i(x) = 0$ 。也就是不可能实现有限时间到达:从任意 x_0 出发的运动,到达切换面的时间是无穷长,那么 $x_0 \rightarrow s_i$ 是个渐近过程。因而切换面上也就不存在滑动模态了,因为按定义, s_i 没有止点。式(5.4-31)中, $-\epsilon_i \operatorname{sgn} s_i$ 的作用是:

(1) s_i 存在滑动模态的一种充分条件。当然可以给出很多形式的充分条件,但这是最简单的,也是最容易调节的一种改善系统品质的条件。其他形式的条件如

$$-f_i(x) \operatorname{sgn} s_i, f_i(x) > 0 \quad (5.4-33)$$

等。

(2) 保证有限时间到达。即从任意 x_0 出发的轨线到达 s_i 的时间是有限长的。

(3) 保证了全局到达,而不是局部到达。

当然,如果取

$$\dot{s}_i' = -\epsilon_i \operatorname{sgn} s_i \quad (5.4-34)$$

虽然可以完整地设计出变结构控制器,但它的缺点也是明显的,那就是 $s_i(x(t))$ 从 $s_{i0}(x_0)$ 到达 s_i 是等速的,速度为 ϵ_i , 如果 ϵ_i 不大,而 s_{i0} 很大,即 x_0 到达 s_i 很远,那么到达时间将非常之长,这是品质不好的一种标志。

第二项 $-k_i s_i$ 在趋近律式(5.4-31)中正好弥补趋近时间长的缺点。因为当 $s_i > 0$ 而又很大时

$$\dot{s}_i' = -\epsilon_i \operatorname{sgn} s_i - k_i s_i \quad (5.4-35)$$

中的第二项将是非常大的负数,即趋向 s_i 的速度非常大,从

而保证了趋近时间不会长。

由于趋近律式(5.4-35)是线性的,可以算出趋近时间

$$T_i = \frac{1}{k_i} \ln \frac{k_i s_{i0} \operatorname{sgn} s_{i0} + \epsilon_i}{\epsilon_i} \quad (5.4-36)$$

可见 k_i 越小, s_{i0} 越大, 到达 s_i 的时间 T_i 越大。也可以算出 $s_i(t)$ 表示的趋近运动规律

$$s_i(t) = \left(s_{i0} + \frac{\epsilon_i}{k_i} \operatorname{sgn} s_{i0} \right) \exp^{-k_i t} - \frac{\epsilon_i}{k_i} \operatorname{sgn} s_i, 0 \leq t \leq T_i \quad (5.4-37)$$

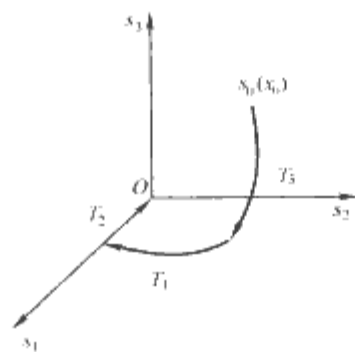


图 5.4-4 趋近过程描述

总之在空间 R_s , 趋近过程可以完全确定。当趋近律为线性时, 如式(5.4-35), 还可以算出趋近过程的数学表达式, 趋近过程如图 5.4-4 所示, T_i 表示到达 s_i 的时间。显然, 通过调整 ϵ_i 和 k_i 的值, 可以设计一个在 R_s 空间的趋近过程, 从而间接地改善在状态空间 R^n 内的运动轨线的品质。

最后应特别强调指出, 在 R_s 空间中趋近过程轨线 $s(t)$, 对系统的扰动及外干扰, 都是不变的。

2.2.2 滑动模态的品质

对于非线性控制系统, 按以下几种类型分别加以分析:

(1) 线性简约型非线性控制系统为

$$\begin{cases} \dot{x}'_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 \\ \dot{x}'_2 = a(x) + \beta(x)u \end{cases} \quad (5.4-38)$$

求切换函数

$$x_2 = w(x_1) \quad (5.4-39)$$

或 $x_2 = kx_1$, 使得式(5.4-38)第一式决定的滑动模态渐近稳定, 这是对一个线性系统求状态反馈的问题。可以实现极点配置、最优控制、最优特征结构配置。

(2) 非线性简约型非线性控制系统。设系统的运动微分方程为

$$\begin{cases} \dot{x}'_1 = A_1(x) \\ \dot{x}'_2 = a(x) + \beta(x)u \end{cases} \quad (5.4-40)$$

求切换函数

$$x_2 = w(x_1)$$

使滑动模态

$$\dot{x}'_1 = A_1(x_1, w(x_1)) \quad (5.4-41)$$

具有良好品质, 目前尚没有办法。而且, 对非线性控制系统, 评价其运动的品质, 也没有很好的方法。如果给出最优性能指标, 用极大值原理求解将是个非常复杂的数学问题, 没有一般解法。另外还要考虑渐近稳定度。其定义如下: 若存在 γ , 使得系统的解 $x = x(t, x_0, t_0)$ 满足

$$|x(t, x_0, t_0)| \leq M e^{-\gamma t} \quad (5.4-42)$$

式中: M 为某正数, 则称 γ 为系统的渐近稳定指数, 或稳定度、衰减度。可惜寻求稳定度也非易事。

如果可以构造一个正定二次型李亚普诺夫函数 $v(x_1)$, 其沿式(5.4-41)的解的时间导数为

$$\frac{\partial v}{\partial x_1} \dot{x}'_1 = \frac{\partial v}{\partial x_1} A_1(x_1, w(x_1)) \quad (5.4-43)$$

则具有以下结论: 若存在一个正定函数 $v(x_1)$ 和一个正数 γ , γ 尽可能的大, 使得

$$\frac{\partial v}{\partial x_1} A_1(x_1, w(x_1)) \leq -2\gamma v(x_1) \quad (5.4-44)$$

则滑动模态具有稳定度 γ 。

2.2.3 变结构控制的平稳状态

在线性控制理论中, 稳态误差是衡量控制系统品质的指标之一。针对阶跃输入, 系统的输出可以是有静差的、有静差的, 还可以定义对等速运动的跟踪误差等。

对于一般的控制系统(暂时不讨论随机系统), 假定原点 $x=0$ 就是工作状态, 或称给定运动。控制的目的是使从任意 x_0 出发的运动

$$x(t) = x(t, x_0, t_0) \quad (5.4-45)$$

均向 $x=0$ 渐近地趋近。这就是通称的镇定问题。

在微分方程的定性理论中, 开展了系统的这类渐近性质的研究, 所谓渐进性质指的是当 $t \rightarrow \infty$ 时解式(5.4-45)的行为。

定义任意动力学系统

$$\dot{x}' = f(x, t) \quad (5.4-46)$$

的解 $x(t, x_0, t_0)$ 当 $t \rightarrow \infty$ 时的极限, 称为其 ω 极限点, 所有这些点的集合称为其 ω 极限集。

关于 ω 极限集的性质有以下定理:

动力学系统式(5.4-46)解的 ω 极限集有以下基本性质:

(1) 它是不变的, 称之为系统式(5.4-46)的不变集。就是说, 若 x_0 状态属于 ω 极限集, 那么从 x_0 出发的解(相轨线) $x = x(t, x_0, t_0)$ 也全部属于它。

(2) 它是由系统式(5.4-46)的解的相轨线组成的。

依据以上所述的定义及定理, 可以对变结构控制系统的稳态性质做出一些判断并得出一些结论。当然, 变结构控制系统, 不是一个严格的动力学系统, 因为它的右端对 x 来说

$$\dot{x}' = A(x) + B(x)u = f(x) \quad (5.4-47)$$

不连续, 甚至非单值。但可以在不连续点上及非单值区对不连续的变结构系统补充定义, 使上面对动力学系统式(5.4-47)的结论适用于变结构控制系统。

按定性理论, ω 极限集主要有以下类型:

(1) 零点, $x=0$, 即原点。这就是实现了完全跟踪, 无静差。

(2) 点 $x = x_e \neq 0$, x_e 为常相量。由于 $x=0$ 为给定运动, 得到的控制系统有静差。

(3) 极限环。极限环是一个孤立的周期群, 是数学语言, 在物理上称之为自振。而在工程上有多种名称, 如颤振、摆振、蜂鸣等, 这里称它为抖振。

抖振现象是非线性振动的产物。作为控制系统的稳态, 抖振常常是十分有害的。因为①给系统带来误差; ②不停地消耗能量; ③可能激发起系统的振荡。这发生在两种情况下: 系统的结构有这样的固有频率, 或在建模中被忽略的动力学, 即寄生参数表达的动力学系统, 若其固有频率和抖振频率相近, 就可能被激发。除了上述同类激发外, 在非线性系统还可能出现异步激励, 组合振荡等复杂现象。

所以说, 抖振现象是有害的, 是变结构控制理论获得广泛应用的障碍之一。这就是消除及削弱抖振被大家重视的原因。

2.3 抖振及其削弱问题

变结构控制系统中一般都会出现抖振, 且已成为影响它应用的主要问题。因此抖振的消除或削弱问题已被很多学者所重视。

控制的目的是使某系统的状态 $x(t)$ 趋近于给定的运动 $x_d(t)$, 使得偏差 $e(t) = x(t) - x_d(t)$ 趋近于零。但是若存在抖振, $e(t)$ 将趋近于某振荡过程, 从而不可能到达零(趋于稳态), 使得 $x(t)$ 不可能到达 $x_d(t)$ 。因此, 必然出现稳态

误差。有稳态误差或有一定的稳态误差常常不满足工程技术的要求。

抖振的削减不单是一个理论问题,而且是一个工程实际问题。关于抖振,尚须更多的研究,特别是应用中的实验研究。

2.3.1 抖振产生的原因分析

为了消除变结构控制中的抖振,必须首先分析抖振产生的原因。抖振产生的原因可能很多,主要的原因如下:

(1) 惯性引起滞后的原因。变结构控制中常常发生抖振,其出现主要依赖于执行机构的物理过程:从切换函数 $s(x)$ 到产生控制力(力矩),这个力(力矩)加在对象上使它产生运动的变化。切换函数 $s(x)$ 是弱电信号,要产生力(力矩) $u^\pm(x)$ 有多种办法,如电、磁、液压等装置或它们间的组合。分析一个常用的办法:如将电压信号 $s(x)$ 作为控制信号加到电动机的励磁线路上,控制电流的变化,从而改变力矩 $u^\pm(x)$ 的大小。目前继电系统可以做到期望的准确性,但电气、机械部分的变化过程中,惯性如质量和电感等必然引起一个动态过程,速度或电感电流的变化不可能是瞬间发生的,即不可能产生不连续的变化。换句话说,它们的任何突变只是理论上的,而实际上,惯性必然引起一个滞后的变化。

在非线性振动的经典著作中建立了两种滞后模型,即空间滞后模型和时间滞后模型,并用相平面方程和点变换方法对二阶继电系统进行了详尽的研究。

(2) 固定空间滞后的原因。在诸如磁放大器、机械液压装置中,元件本身的静特性就具有空间滞后,那么

$$u = KHys\Delta(s) \quad (5.4-48)$$

这里滞后距离 Δ 是固定不可改变的。本情况与空间滞后有本质上的不同,空间滞后中的 Δ 主要决定于惯性,它是可以通过一些措施来改变的。本情况中的 Δ 则是结构性的,一旦元件及装置完成后, Δ 就不可能改变了。

(3) 离散控制中采样的原因。在用计算机实现控制,以及其他离散化手段进行控制时,运动到达切换面一般不可能正好是一个采样周期的开始,所以连续时间控制系统的变结构控制的概念与方法应加以推广及改变。这里出现一种“准滑动模态”。准滑动模态就是理想的光滑滑动模态上叠加了“抖振”。

(4) 未建模动力学影响的原因。在对系统建模时,若其中某些部分,如放大器、传感器、执行器等,其动态过程比对象中的控制过程快得多时,为了建立系统的简单而又能良好工作的模型,往往忽略这些部分的动力学,而用线性代数方程来表示(很少用非线性关系式)。就是说,忽略了系统中某些部分的动力学影响。

变结构控制中的抖振,有可能激发系统中的未建模部分之动力学的强迫振动。抖振激发未建模动力学的振动,是一种解释。其实,严格地说,未建模部分不是与控制无关的,而是它的一个组成部分,未建模部分的振动,正是系统抖振。

2.3.2 抖振的削弱

理想的变结构控制系统,结构的切换要求是瞬时的,其特性曲线呈一理想继电特性,数学上是一有限的不连续点。无论不连续的变结构系统,还是连续化后的系统,都不存在抖振。抖振是不连续的变结构系统在实际实现中的时滞所引起的。理论上连续化很难被认为是一种消除抖振的方法。

根据对抖振产生的原因做分析,可以直观地看出,利用

趋近律可以削弱抖振,这个方法很直观、简单,它不需要任何附加的装置与措施,只要适当地选择趋近律中的参数就可以了。何况在应用趋近律来设计变结构控制时,其中还有两个参数 k 与 ϵ 尚未确定。

2.3.2.1 方法叙述

取趋近律为

$$s' = -\epsilon \operatorname{sgn} s - ks \quad (5.4-49)$$

当 s 甚小时,即相轨线接近切换线(切换面) $s=0$ 时,有

$$\left. \begin{aligned} s' &= -\epsilon, \text{ 当 } s > 0 \\ s' &= +\epsilon, \text{ 当 } s < 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.4-50)$$

就是说,参数 ϵ 表示到达切换线时的趋近速度。这样取 ϵ 足够小,就保证了趋近速度小,穿过切换线 $s=0$ 的距离就小,从而切换的滞后小,这也就保证了抖振小。反之, ϵ 取得大,将导致强的抖振。

但是如果取

$$s' = -\epsilon \operatorname{sgn} s, \epsilon > 0 \text{ 很小}$$

虽然大大削弱了抖振,但同时使得趋近速度很慢,这又导致了坏的品质。为了保证削弱抖振,同时也保证快速趋近,应在减小 ϵ 的同时增大 k 的数值

$$s' = -\epsilon \operatorname{sgn} s - ks, \epsilon > 0 \text{ 很小}, k > 0 \text{ 适当大} \quad (5.4-51)$$

应用趋近律式(5.4-51)并不能从理论上消除抖振的出现。

2.3.2.2 抖振的消除——特殊趋近律

现在从理论上寻求一种趋近律,使得:

- (1) 简单易于实现。
- (2) 快速趋近。
- (3) 有限时间到达。
- (4) 到达切换线时速度等于零,即

$$\lim_{s \rightarrow 0} s' = 0$$

我们很容易导出满足上述条件的趋近律

$$s' = -ks^\alpha, k > 0, 1 > \alpha > 0 \quad (5.4-52)$$

对式(5.4-52)积分,得

$$s^{1-\alpha} = -(1-\alpha)kt + s_0^{1-\alpha}$$

其中 s_0 为 $s(t)$ 的初始值 $s(0)$ 。令 $s=0$, 可解出由 s_0 到达 $s=0$ 的时间

$$\tau = s_0^{1-\alpha} / (1-\alpha)k \quad (5.4-53)$$

τ 是有限大的。当 $t=\tau$ 时, $s=0$, 因此

$$s' = -ks^\alpha = 0$$

这样最重要的条件(3)及(4)已得到保证。趋近律也是较简单的。因为 $\alpha \neq 1$, 它只需是幂次方,条件(1)与(2)也基本上得到满足。

到达切换线时,趋近速度 $s'=0$, 由于这时运动速度并不等于零,但它的方向,即 $s(t)$ 的走向,已逐渐地转成与切换线 $s=0$ 平行,从而平滑地进入滑动模态。这一结果虽然是理论上的,但是对某些实际系统所做的仿真及实验都证实了这一点。抖振削弱与消除的成功与否,是变结构控制能否被应用的关键问题之一。

3 变结构控制设计方法

变结构控制目前已经有了较完整的理论体系,并建立起了设计方法。但是它是否能成为一种实用的工程设计方法,还要在实际工程应用中检验。近些年来,变结构控制涉及了几乎所有控制领域,但应用研究仍是一个探索中的问题,而

且是确立变结构控制方法成立与否的最后阶段。

变结构控制理论与设计方法的发展,已有40余年的历史。对线性系统

$$\dot{x}' = Ax + Bu, x \in R^n, u \in R^m \quad (5.4-54)$$

已建立了较为完整的设计方法,成为变结构控制的基础。其后,变结构控制又有了很大发展,下面描述系统的设计方法。

3.1 线性系统变结构控制器的设计方法

作为设计方法,变结构控制器的应用有多种选择,其基本设计方法如下。

3.1.1 变结构控制器的结构

首先确定变结构控制器的结构,即切换面的数目和切换函数的形式。切换面的数目可以是1~ n 的任意数,而切换函数可以是线性的、二次型或其他更复杂的形式。

按简单、可以建立一般理论的原则来选择切换函数。通常取切换面数等于控制变量数 m ,切换函数为线性函数,即有

$$s(x) = Cx, s \in R^m \quad (5.4-55)$$

这样,事先就确定了变结构控制器的结构,它是由经验得来的,而不是理论分析的结果。

事实上,变结构控制发展初期的切换函数是特殊二次型、变号二次型,如

$$s(x) = x_1(c_1x_1 + \dots + c_nx_n) \quad (5.4-56)$$

事实已证明,线性切换函数是建立一般变结构控制理论的一种最好的结构。

3.1.2 变结构的控制设计

变结构控制的设计是由以下理论方法组成的:①运动分解方法,将系统运动分解为趋近模态和滑动模态;②用稳定性理论研究滑动模态,并确定切换函数,即 C 阵;③用趋近律方法研究趋近模态,并求出变结构控制。下面分别进行描述:

(1) 运动分解方法。即经过状态变换,将系统

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}' &= Ax + Bu \\ s &= Cx \end{aligned} \right\} \quad (5.4-57)$$

分成两个系统,一个描述滑动模态,称为滑动模态方程;一个描述趋近模态,称为趋近模态方程。具体地,做线性变换 $y = T_1x$,适当选择 T_1 将系统式(5.4-57)变换成

$$\left. \begin{aligned} \dot{y}_1' &= \bar{A}_{11}y_1 + \bar{A}_{12}y_2 \\ \dot{y}_2' &= \bar{A}_{21}y_1 + \bar{A}_{22}y_2 + \bar{B}_2u \\ s &= \bar{C}y \\ y_1 &\in R^{n-m}, y_2 \in R^m \end{aligned} \right\} \quad (5.4-58)$$

其中阵 \bar{B}_2 为 $m \times m$ 非奇异阵,再做线性变换

$$z = \begin{bmatrix} y_1 \\ s \end{bmatrix} = T_2y, T_2 = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \quad (5.4-59)$$

式中: I 为单位矩阵。

可将式(5.4-58)变换成需要的分解形式

$$\left. \begin{aligned} \dot{y}_1' &= \bar{A}_{11}y_1 + \bar{A}_{12}s \\ \dot{s}' &= \bar{A}_{21}y_1 + \bar{A}_{22}s + \bar{B}_2u \end{aligned} \right\} \quad (5.4-60)$$

显然 \bar{A}_{ij} 均为 C 的函数,当 $s=0$ 时式(5.4-60)化为

$$\dot{y}_1' = \bar{A}_{11}y_1 \quad (5.4-61)$$

这就是滑动模态的运动微分方程,滑动模态是 $(n-m)$ 维的运动,发生在空间 $\ker C$ 中, y_1 是 $\ker C$ 的一个坐标系。

(2) 用稳定性理论确定 C 阵,并使滑动模态渐进稳定,确定 \bar{A}_{11} 中的 C ,使 \bar{A}_{11} 是一个赫尔维茨阵,即使系统式

(5.4-61)渐进稳定。

(3) 用趋近律方法确定趋近运动的品质,求出变控制结构,设计一个简单而且具有优良动态品质的趋近模态,可以由趋近律

$$\left. \begin{aligned} s' &= -\epsilon \operatorname{sgn} s - ks, s \in R^m \\ \epsilon &= \operatorname{diag}[\epsilon_1, \dots, \epsilon_m], \epsilon_i > 0 \\ k &= \operatorname{diag}[k_1, \dots, k_m], k_i > 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.4-62)$$

来完成,即通过改变 ϵ 和 k 来实现。用趋近律式(5.4-62)就可以解出变结构控制的数学表达式。由于作为到达条件,趋近律是等式,因而得出的控制也是等式。

将式(5.4-62)代入式(5.4-61)就可以解出变结构控制

$$u = -\bar{B}_2^{-1}[\epsilon \operatorname{sgn} s + ks + \bar{A}_{21}y_1 + \bar{A}_{22}s] \quad (5.4-63)$$

趋近律方法作为变结构控制的综合方法,具有下述优点:①给出确定 u 的代数等式,因此在变结构可控条件下, \bar{B}_2 非奇异,立刻可以得出 u 的解;②它是一个通用的设计方法,不管系统是单输入或多输入,线性或非线性,连续或离散,无滞后或有滞后,以及其他情况,它都适用,且同样简单;③由于是等式,不至于像解不等式那样,使得控制量变得很大;④可以改善趋近模态的品质;⑤提供了一种削弱抖振的可能措施。

需要指出的是,上述归纳出的变结构系统的设计过程,在不同情况下可以改变。

3.2 其他动力学系统

对于非线性系统,关键问题是滑动模态的稳定性,即便是一般的非线性及镇定问题都是困难的。自然地,对它应用变结构控制,必然遇到同样的问题,但如果运动分解方法成立,滑动模态方程的阶数可以降低 m 维,这已是不小的简化。其他动力学方程,除了离散线性系统外,都存在一定的复杂性与困难。

4 滑模变结构控制在电力电子中的应用

将变结构控制理论应用于电气工程领域有积极的现实意义。近年来,许多学者研究滑模变结构控制在电力电子变换及控制领域的应用问题,并取得了一些有意义的研究成果,本节将在众多研究成果中选取有一定代表性的应用实例。

4.1 Buck型直一直变流器的滑模变结构控制

与传统电力电子变换与控制方式相比,滑模变结构控制的开关变流器具有良好的动态特性,参数鲁棒性以及电源和负载在大范围变化时能保证系统稳定性等优点。将滑模变结构控制引入到开关变流器的控制中去有明显的物理依据,即开关切换对应于滑模控制函数在切换曲面上的切换,因而特别适用于直一直变流器的控制。

4.1.1 直一直变流器的滑模变结构控制原则

直一直变流器通常的滑模控制策略如图5.4-5所示。图中 U_g 和 u_o 分别表示输入、输出电压; i_L 和 u_C 为变流器内部的状态变量,通常取为电感电流和电容电压;开关 S 说明了系统的非线性特性,同时指出了变流器只能够假定为两种线性子拓扑结构,对应于每一种开关状态。所有的直一直变流器,包括单开关拓扑、推挽式、半桥及两电平全桥变流器,都具有图5.4-5所描绘的等效控制策略的特性,以上条件也意味着此处所提出的滑模控制策略仅仅适用于连续导电运行模式(CCM)。

根据通常的滑模控制理论,图5.4-5中所有的状态变量

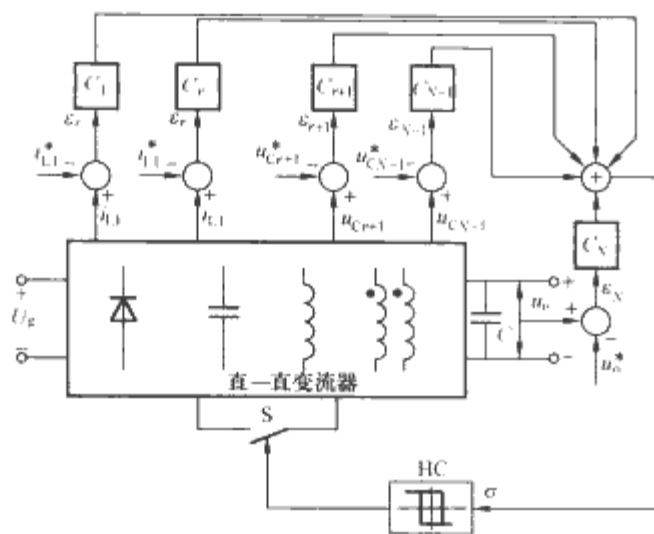


图 5.4-5 滑模控制器应用于直—直变流器的原则策略

是可测量的，同时相应的误差(定义为和给定值的差)乘以合适的增益 c_i 后加起来，形成滑模函数 σ 。滞环 HC 使得滑模函数 σ 接近于零，即

$$\sigma = \sum_{i=1}^N c_i e_i = 0 \quad (5.4-64)$$

由式(5.4-64)可知，滑模函数 σ 表示在状态误差空间中通过原点的超平面。通过滞环，被此超平面分离的两个区域中的任一个和变流器其中的一个子结构是相关联的。在满足滑模存在性条件的前提下，两个区域中滑模切换面附近的状态轨迹将指向滑模切换面。通过合适的开关运行状态，系统状态将被强制在滑模切换面上。滑模控制器的设计仅仅需要对式(5.4-64)中滑模函数的系数 c_i 进行合适的选择，以满足存在性、可达性以及稳定性条件。从实际应用出发，如果变流器模型被考虑成二阶的，滑模切换面是不难选择的。

图 5.4-5 所示控制策略存在的主要问题是电感电流和电容电压给定值难以估计，因为它们通常决定于负载功率要求、电源电压和负载电压。这是除 Buck 变流器外其他基本的直—直变流器拓扑都存在的问题。

4.1.2 相平面描述

基本的 Buck 型直—直变流器拓扑结构如图 5.4-6 所示。这里引入输出电压误差以及它的微分对系统进行描述，即

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= u_o - U_o^* \\ x_2 &= \frac{dx_1}{dt} = \frac{du_o}{dt} = \frac{i_C}{C} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-65)$$

式中： u_o 和 U_o^* 分别为输出电压和输出电压给定； C 和 i_C 分别为电容和电容电流。

根据状态变量 x_1 和 x_2 ，再考虑连续导电运行模式(CCM)，系统方程可写为

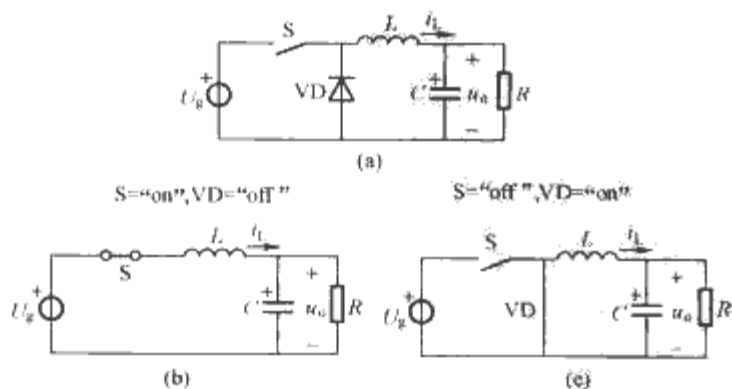


图 5.4-6 Buck 变流器拓扑及不同开关位置下的子拓扑
(a)BUCK 变流器拓扑；(b)S 为导通位置下的子拓扑；
(c)S 为截止位置下的子拓扑

$$\left. \begin{aligned} x_1' &= x_2 \\ x_2' &= -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{U_g}{LC}u - \frac{U_o^*}{LC} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-66)$$

式中： u 为不连续输入，用来定义开关的位置， $u=1$ 表示开关导通， $u=0$ 表示开关截止； U_g 为输入电源电压； L 和 R 分别为电感和负载电阻。

将式(5.4-66)写成如下矩阵形式

$$x' = Ax + Bu + D \quad (5.4-67)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_g}{LC} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{U_o^*}{LC} \end{bmatrix}$$

实际上，该二阶系统的阻尼系数小于 1，导致复共轭特征值具有负实部。图 5.4-7(a)所示为不同初始值条件下， $u=1$ 时子拓扑的相轨迹图。该子拓扑的平衡点为

$$\left. \begin{aligned} x_{1eq} &= U_g - U_o^* \\ x_{2eq} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.4-68)$$

图 5.4-7(b)所示为不同初始值条件下， $u=0$ 时子拓扑的相轨迹图。该子拓扑的平衡点为

$$\left. \begin{aligned} x_{1eq} &= -U_o^* \\ x_{2eq} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.4-69)$$

由于快恢复整流二极管的整流特性，图 5.4-7(b)所示的子拓扑在物理上受限。当开关 S 截止时，可假定电感电流以非负值维持导通续流。特别是，当电感电流减小到零后就维持为零，同时输出电容以指数衰减形式放电到零，这种状态相当于不连续导电模式(DCM)，因而状态变量的取值范围必须受到一定限制。换句话说，相平面上的部分区域无法对应系统可能存在的某些物理状态。该区域的边界条件可由电感电流 $i_L=0$ 推得，并可由式(5.4-70)给出

$$x_2 = -\frac{x_1}{RC} - \frac{U_o^*}{LC} \quad (5.4-70)$$

式(5.4-70)对应于一条通过点 $(U_g - U_o^*, 0)$ ，斜率为

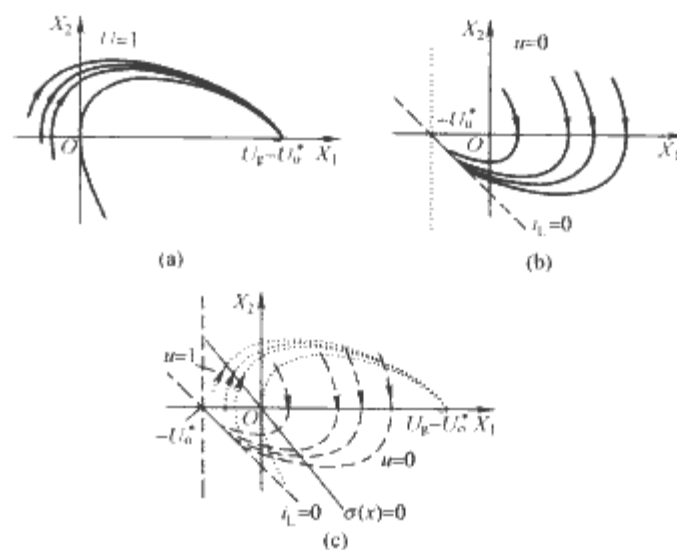


图 5.4-7 不同初始值条件下子拓扑的相轨迹
(a) $u=1$ 时子拓扑相轨迹；(b) $u=0$ 时子拓扑相轨迹；
(c)子拓扑相轨迹和滑模线

$-1/RC$ 的直线,如图 5.4-7(b)中虚线所示。该图 5.4-7(b)中,直线 $x_1 = -U_0^*$ 定义了另一个相平面上物理上不可达的区域,该区域中 $u_0 < 0$ 。

4.1.3 滑模切换线的选择

在实际控制系统中,可以很方便地选择状态变量的线性组合作为滑模切换面,它不仅实现简单而且允许采用等效控制方法来描述滑模发生时系统的动态响应。因此,可写出如下所示的滑模切换面函数表达式

$$\sigma(x) = c_1 x_1 + x_2 = C^T x = 0 \quad (5.4-71)$$

式中: $C^T = [c_1, 1]$ 为对应于式(5.4-66)的滑模切换面系数列相量,且不失一般性将 c_2 置为 1。图 5.4-7(c)所示为该二阶系统的相平面表示法,式(5.4-71)表示该相平面上通过原点的一条直线,可以用来描述变流器的稳定运行点。由式(5.4-66),式(5.4-71)变为

$$\sigma(x) = c_1 x_1 + x_1' = 0 \quad (5.4-72)$$

式(5.4-72)可以完整地描述滑模发生时系统的动态响应。因此,一旦滑模的存在性以及可达性条件得到满足,通过为 c_1 选择一个合适的正值,系统就是稳定的。选择如下的控制律

$$u = \begin{cases} u^+ = 0, \sigma(x) > 0 \\ u^- = 1, \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (5.4-73)$$

使用该控制律,至少在系统平衡点附近的小范围区域内,存在性和可达性条件是满足的。于是在原点附近的小范围区域内,在滑模线两侧相应子拓扑的相轨迹会直接朝向滑模线运动。更进一步, $u=0$ 时子拓扑的平衡点存在于和另一个子拓扑相关的相平面区域内,反之亦然。这样就确保了在任意初始状态(条件)下滑模线的可达性。因此,滑模发生时,输出电压的动态响应可简化为一个时间常数等于 $1/c_1$ 的一阶系统, $c_1 = 0.8/RC$ 时的典型波形如图 5.4-8 所示。

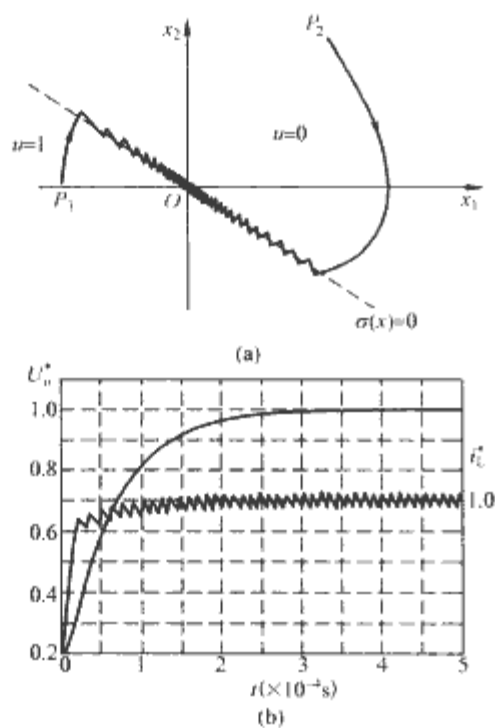


图 5.4-8 $c_1 = 0.8/RC$ 时的典型波形
(a)不同初始条件的相轨迹; (b)标么值表示法的输出电压和电感电流响应曲线

4.1.4 存在性条件

由滑模理论的存在性条件可知

$$\sigma(x) = \begin{cases} C^T(Ax + Bu^+ + D) < 0, 0 < \sigma(x) < \xi \\ C^T(Ax + Bu^- + D) > 0, \xi < \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (5.4-74)$$

式中: ξ 为一任意小的正数。由式(5.4-67)和式(5.4-70),则式(5.4-74)变为

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1(x) &= \left(c_1 - \frac{1}{RC}\right)x_2 - \frac{1}{LC}r_1 - \frac{U_0^*}{LC} < 0, 0 < \sigma(x) < \xi \\ \lambda_2(x) &= \left(c_1 - \frac{1}{RC}\right)x_2 - \frac{1}{LC}r_1 - \frac{U_g - U_0^*}{LC} > 0, \xi < \sigma(x) < 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.4-75)$$

令式(5.4-75)中 $\lambda_1(x) = \lambda_2(x) = 0$, 则定义了两条以相同斜率分别通过点 $(-U_0^*, 0)$ 和点 $(U_g - U_0^*, 0)$ 的直线。

图 5.4-9 所示为在两种不同情况下的滑模存在区域。由图 5.4-9 可见, c_1 取值的增大会引起滑模存在区域的减小。由于系统可以简化成一个时间常数为 $\tau = 1/c_1$ 的一阶系统, 因此滑模发生时, 系统的动态响应决定于滑模线系数 c_1 取值的大小。因此, 高的响应速度会限制滑模存在区域, 比如 $\tau < RC$ 时会引起瞬态过程中的超调和阻尼振荡。图 5.4-10

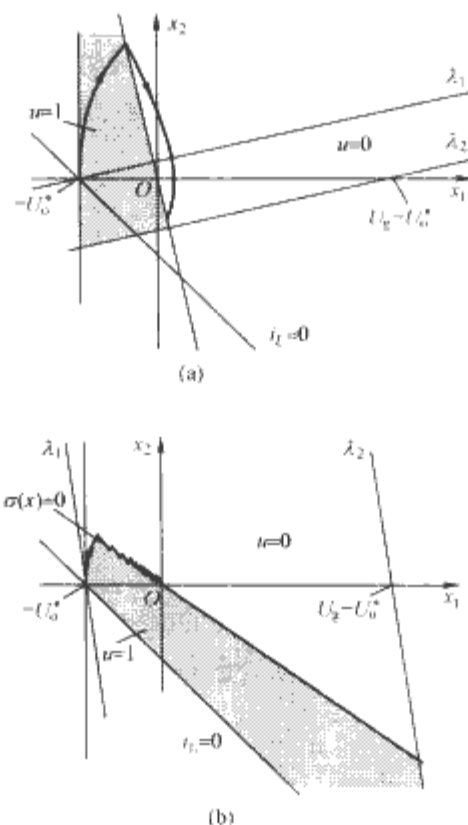


图 5.4-9 在两种不同情况下的滑模存在区域
(a) $c_1 > 1/RC$; (b) $c_1 < 1/RC$

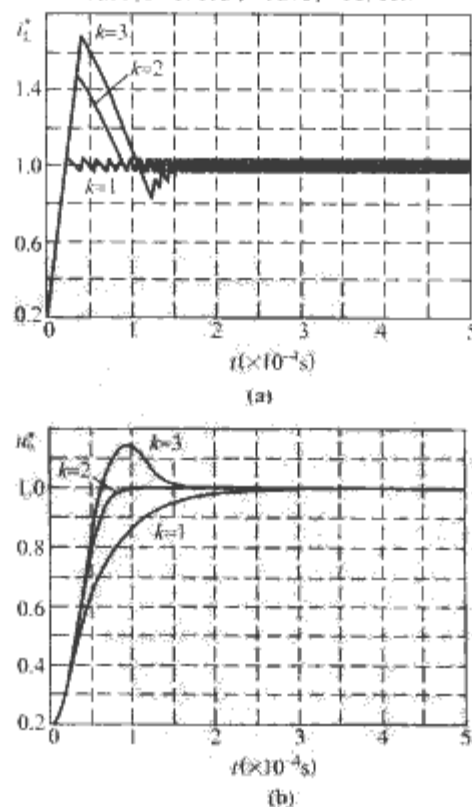


图 5.4-10 用标么值表示法的电感电流和输出电压的响应曲线
(a)电感电流响应曲线; (b)输出电压响应曲线

所示为 c_1 取不同值时, 用标幺值表示法的电感电流和输出电压的响应曲线。图 5.4-9 中, $k=c_1 RC$ 。当 $c_1=1/RC$, 即 $k=1$ 时, 电感电流和输出电压在起动过程中都没有超调。

4.1.5 电流限制

从图 5.4-10 可以看出, k 越大, 输出电压的动态响应越快, 同时引起电感电流的超调也越大。实际上, 瞬态响应在开始阶段决定于系统参数, 只有当相轨迹从相平面上存在区域的点向滑模线运动时, 系统响应才决定于滑模方程。对 Buck 变流器而言, 系统响应实际上与变流器参数无关, 而仅仅依赖于滑模线系数 c_1 的取值。受变流器器件耐量限制, 大的电感电流是不能允许的, 这是因为它首先会引起电感磁心饱和, 随后产生大的峰值电流甚至超过开关器件允许的最大电流。因此, 需要在控制器中设计保护电路以防止电感电流达到危险值。通过对滑模线方程适当的修正, 很容易把这种保护的思想加到滑模控制器中去。例如, 在 Buck 变流器中, 为了保持电感电流恒定, 可以强迫系统相轨迹在如下所示的另一条滑模线上运行

$$x_2 = -\frac{1}{RC}x_1 + \frac{I_{Lmax}}{C} - \frac{U_o^*}{RC} \quad (5.4-76)$$

于是综合的滑模线方程就由两部分组成, 如下所示

$$\sigma'(x) = \begin{cases} \frac{1}{RC}x_1 + x_2 - \frac{I_{Lmax}}{C} + \frac{U_o^*}{RC} \cdot i_L > I_{Lmax} \\ c_1 x_1 + x_2, & i_L < I_{Lmax} \end{cases} \quad (5.4-77)$$

图 5.4-11 所示为 $c_1=2/RC$ 时, 带电流限制的 Buck 变流器相轨迹图。图 5.4-12 所示为 $c_1=2/RC$ 时, 标幺值法表示的带电流限制的电感电流响应曲线。显然, 当 $c_1=1/RC$, $I_{Lmax}=U_o^*/R$ 时, 滑模线 $\sigma'(x)$ 的两个组成部分就变成了一根线。因此, 电感电流达到它的稳态值 U_o^*/R 时就一定没有超调。

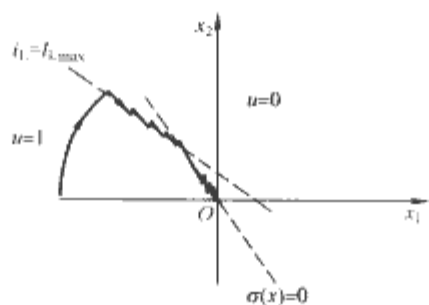


图 5.4-11 带电流限制的 Buck 变流器相轨迹图

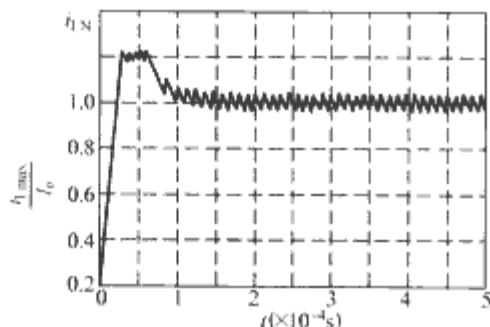


图 5.4-12 标幺值法表示的带电流限制的电感电流响应曲线

4.2 逆变器的滑模变结构控制

逆变器通常是采用正弦波调制 (SPWM) 来保证输出电压波形的低失真度, 并通过输出电压反馈和常规控制来稳定输出电压幅值。但是这种控制方法在负载突变时需要较长时间的恢复过程, 动态特性较差。特别是在对逆变电源的动态性

能有较高要求的情况下, 传统的控制方式将难以满足要求。基于变结构系统理论的滑模控制表现出对系统参数变化和负载扰动的不敏感性和鲁棒性, 以及良好的动态特性, 可以用于对逆变器这类固有的变结构系统的控制。

4.2.1 变结构模型

单相逆变全桥逆变器的功率变换电路结构如图 5.4-13 所示。

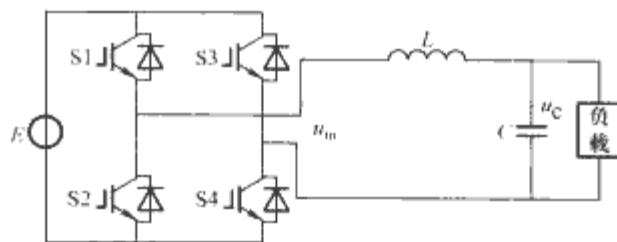


图 5.4-13 单相逆变全桥逆变器拓扑结构

四只开关管分为两组, 其中 S1 和 S4 为一组, S2 和 S3 为一组, 两组交替通断, 输出交流方波电压经 LC 低通滤波器后得到交流正弦输出电压。由于全桥型逆变器的输出滤波电容电压及其导数是连续可测的, 因此可以取电容电压及其导数作为系统的相变量来描述系统。系统状态方程为

$$\begin{bmatrix} u_C' \\ u_C'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ u_C' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E/LC \end{bmatrix} u \quad (5.4-78)$$

式中: $u \in [1, 1]$, 分别代表两组开关的通断状态。当 $u=1$ 时, 表示 S1, S4 导通, 滤波器输入电压 $u_m=E$; 当 $u=-1$ 时, S2, S3 导通, $u_m=-E$ 。式 (5.4-78) 可以作为全桥逆变器的变结构模型。在式 (5.4-78) 描述的系统的变结构模型中, 可以用电压和电流传感器取样电容电压和电容电流得到系统的相变量。因此, 只要参考输出信号已知, 则可以用参考信号与状态变量之差作为新的状态变量, 系统状态方程变为

$$\begin{bmatrix} U_{ref}' - u_C' \\ U_{ref}'' - u_C'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ref}' - u_C' \\ U_{ref}'' - u_C'' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -E/LC \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} U_{ref}' + U_{ref}''/RC + U_{ref}/LC \end{bmatrix} \quad (5.4-79)$$

4.2.2 滑模切换线的选择

在式 (5.4-79) 确定的相平面上选择通过原点的斜率为负的直线作为开关切换线, 即

$$\sigma(u_C, t) = k_1[U_{ref}(t) - u_C] + k_2[U_{ref}'(t) - u_C'] = 0 \quad (5.4-80)$$

为了使系统的状态轨迹沿切换线滑动并最终稳定于原点, 取 $k_1 > 0$, $k_2 > 0$ 。由式 (5.4-80) 可知切换线上的滑模区动态为一阶动态过程, 解得输出电压 $u_C(t)$ 的动态过程为

$$u_C(t) = U_{ref}(t) + \mu e^{-k_1 t / k_2} \quad (5.4-81)$$

由式 (5.4-81) 可知, 工作在滑模面的逆变器输出电压的动态过程由切换面系数之比 (k_1/k_2) 和状态轨迹到达切换面时的初始状态 μ 共同决定, 与系统的其他参数无关, 这体现了系统在滑模态时对外部扰动和内部参数变化的鲁棒性。由于式 (5.4-78) 所描述的变结构系统包括两个子系统, 分别具有唯一的平衡点, 只要选择切换线使平衡点分列其两侧, 且在工作点所在侧的控制作用下系统平衡点位于切换线的对侧, 则可保证切换线是可到达的。因此, 令控制作用如下

$$u = \begin{cases} +1 & \sigma > 0 \\ -1 & \sigma < 0 \end{cases} \quad (5.4-82)$$

由不变条件, 可得到相应的等效控制如下

$$u_{eq}(t) = \frac{LC}{E} \left[U_{ref}'' + \lambda U_{ref}' + \left(\frac{1}{RC} - \lambda \right) u_c' + \frac{1}{LC} u_c \right] \quad (5.4-83)$$

式中: $\lambda = k_1/k_2 > 0$ 。

4.2.3 滑模存在区域

由于式(5.4-83)所确定的控制作用是一种受限控制,只能取+1和-1两个离散的控制输出,这就决定了滑模区域只能是切换线上的某一段。根据滑模存在性条件

$$\sigma' < 0 \quad (5.4-84)$$

可以等效成以下两个不等式组

$$\begin{cases} \sigma > 0 & \sigma' < 0 \\ \sigma < 0 & \sigma' > 0 \end{cases} \quad (5.4-85)$$

将式(5.4-80)、式(5.4-82)代入式(5.4-85),开关切换面上的滑模区域可以由以下不等式组来描述

$$\begin{cases} -\frac{1}{LC}(U_{ref} - u_c) + \left(\lambda - \frac{1}{RC} \right) (U_{ref}' - u_c') - \frac{E}{LC} + K < 0 \\ -\frac{1}{LC}(U_{ref} - u_c) + \left(\lambda - \frac{1}{RC} \right) (U_{ref}' - u_c') - \frac{E}{LC} + K > 0 \end{cases} \quad (5.4-86)$$

式中: $K = U_{ref}'' + U_{ref}'/(RC) + U_{ref}/(LC)$ 。

在相平面中,式(5.4-86)表示2条平行线之间的区域。可以得到切换线上的滑模存在域为满足以上两个不等式的区域,将式(5.4-80)代入式(5.4-86),滑模区域内工作点的横坐标可以用下列不等式组来表示

$$\begin{cases} (\lambda^2 - \lambda/RC + 1/LC)(U_{ref} - u_c) < (K + E/LC) \\ (\lambda^2 - \lambda/RC + 1/LC)(U_{ref} - u_c) > (K - E/LC) \end{cases} \quad (5.4-87)$$

由于输入电压 E 和参考电压 U_{ref} 是确定的,通过选择参数 λ, R, C, L 可以得到如下不等式

$$\lambda^2 - \lambda/RC + 1/LC > 0 \quad (5.4-88)$$

为了保证状态轨迹沿滑模面稳定于坐标原点,即 u_c 收敛于 U_{ref} ,就必须使滑模域包含相平面的原点,则有

$$K - E/LC < 0 < K + E/LC \quad (5.4-89)$$

式(5.4-89)等效于由等效控制必须满足的条件 $-1 < u_{eq}(t) < 1$ 得到的滑模区域,同时给出了稳定条件和滑模面系数的选择范围。

4.2.4 切换面系数选择

由式(5.4-81)可知系统在滑模态时的动态是由切换面系数之比,即 $\lambda = k_1/k_2 > 0$ 和系统轨迹进入滑模区时的初始状态 μ 共同决定的,其中 λ 将决定系统滑模态时的衰减速度。 λ 越大,意味着过渡过程就越短,输出电压跟踪参考电压的速度也就越快。因此,在选择切换面时应该尽量使 λ 比较大,这样才能保证系统具有快速的过渡过程和良好的动态性能。另一方面,由式(5.4-89)可知,当 λ 取值增大时,与 U_{ref}, R, C, L 相关的 K 值和输入电压 E 是一定的,这就将导致切换线上的滑模区域减少。如果 λ 增大到使滑模区太小而接近于0时,将使滑模控制难以实现滑模动态。此时,系统轨迹将在控制式(5.4-82)作用下在切换线 $\sigma=0$ 两侧,按照式(5.4-79)所确定的两个二阶系统作衰减振荡。因此,在选择切换面参数时,必须在跟踪速度和滑模区域大小之间求得平衡,在保证系统存在一定范围的滑模区域前提下具有尽量快的过渡过程。

4.3 交流异步电动机的滑模变结构控制

将滑模技术用于基于电流估计误差的电流模型闭环磁通观测器。磁通和电流观测器,包括滑模函数,都是磁通的导

数。因此,当估计的电流值收敛到测量值,滑模函数被积分用来计算磁通幅值和磁通角。求得磁通角后可用来进行直接磁场定向控制(DFO),当然也可以不计算磁通角,而通过计算转速和指令滑差得到同步转速,从而进行间接磁场定向控制(IFO)。这里所提的磁通观测器不需要知道任何转子时间常数和电动机转速的信息,因为它们都包括在滑模函数里,因此观测器对转子时间常数或电动机转速信息的任何误差都完全不敏感。

4.3.1 带速度传感器的滑模观测器

以定子电流和转子磁链作为状态变量,在两相静止 $\alpha\beta$ 参考坐标系下,对滑模观测器的构成,进行一下必要的推导和分析。

电压方程

$$\begin{cases} u_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} + \dot{\psi}_{\alpha s} \\ u_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + \dot{\psi}_{\beta s} \\ 0 = u_{\alpha r} = r_r i_{\alpha r} + \dot{\psi}_{\alpha r} - \omega_r \psi_{\beta r} \\ 0 = u_{\beta r} = r_r i_{\beta r} + \dot{\psi}_{\beta r} + \omega_r \psi_{\alpha r} \end{cases} \quad (5.4-90)$$

磁链方程

$$\begin{cases} \psi_{\alpha s} = l_s i_{\alpha s} + l_m i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} = l_s i_{\beta s} + l_m i_{\beta r} \\ \psi_{\alpha r} = l_m i_{\alpha s} + l_r i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} = l_m i_{\beta s} + l_r i_{\beta r} \end{cases} \quad (5.4-91)$$

将转子电流和定子磁链消去,可列出以定子电流和转子磁链作为状态变量的状态方程,如下

$$\begin{cases} \dot{i}_{\alpha s} = -\frac{1}{\sigma l_s} \left(r_s + \frac{l_m^2}{l_r T_r} \right) i_{\alpha s} + \frac{1}{\sigma l_s} \frac{l_m}{l_r} \frac{1}{T_r} \psi_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma l_s} \frac{l_m}{l_r} \omega_r \psi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} = -\frac{1}{\sigma l_s} \left(r_s + \frac{l_m^2}{l_r T_r} \right) i_{\beta s} + \frac{1}{\sigma l_s} \frac{l_m}{l_r} \frac{1}{T_r} \psi_{\beta r} - \frac{1}{\sigma l_s} \frac{l_m}{l_r} \omega_r \psi_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{\beta s} \\ \dot{\psi}_{\alpha r} = \frac{l_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \psi_{\alpha r} - \omega_r \psi_{\beta r} \\ \dot{\psi}_{\beta r} = \frac{l_m}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \psi_{\beta r} + \omega_r \psi_{\alpha r} \end{cases} \quad (5.4-92)$$

上面就是众所周知的电流模型磁通观测器,电流用来作为磁通的控制输入。写成矩阵形式,如下

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \end{bmatrix} = k_1 \left\{ \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta l_m \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \right\} - k_2 \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (5.4-93)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{\alpha r} \\ \dot{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} = - \left\{ \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta l_m \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \right\}$$

式中: $k_1 = \frac{k_3 l_m}{l_r}$, $k_2 = \frac{r_s}{\sigma l_s}$, $k_3 = \frac{1}{\sigma l_s}$, $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$, $\eta = \frac{1}{T_r} = \frac{r_r}{l_r}$ 。

下面定义一个新的矩阵 s

$$s = \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta l_m \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (5.4-94)$$

把电动机模型和矩阵 s 写成这种形式,是出于一种特别目的考虑,因为矩阵 s 在电流和磁通方程中都出现了。就它们的本质而言,方程的优点在于 $\alpha\beta$ 轴之间的耦合项完全相同,这就是为什么在电流和磁通观测器中,耦合项可以被相同的滑模函数所替代的原因。因此,在观测器设计中,以矩阵 s 代替所提的滑模函数 $\lambda_{\alpha r}$ 和 $\lambda_{\beta r}$ 。因此,可得如下的电流观测器方程

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s}' \\ \hat{i}_{\beta s}' \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - k_2 \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (5.4-95)$$

磁通观测器方程

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}'_{ar} \\ \hat{\psi}'_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta l_m \begin{bmatrix} \hat{i}_{as} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (5.4-96)$$

式中: $\lambda_{ar} = -\mu_0 \operatorname{sgn}(\hat{i}_{as})$, $\lambda_{\beta r} = -\mu_0 \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\beta s})$, 滑模控制的控制策略选择为单值切换控制, 如下

$$\operatorname{sgn}(s_{\alpha\beta}) = \begin{cases} 1, s_{\alpha\beta} > 0 \\ -1, s_{\alpha\beta} < 0 \end{cases} \quad (5.4-97)$$

滑模控制的切换函数选择如下

$$s_{as} = \bar{i}_{as} = \hat{i}_{as} - i_{as}, s_{\beta s} = \bar{i}_{\beta s} = \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s} \quad (5.4-98)$$

一旦观测的电流值收敛到测量值, 磁通观测值就仅仅是滑模函数的积分而不需要知道转子时间常数和转速的任何信息, 这是所提磁通观测器的显著特征。两个独立的滑模函数 λ_{ar} 和 $\lambda_{\beta r}$ 被分别设计为 $\alpha\beta$ 轴的电流观测器。滑模函数是基于测量的与观测的相电流误差设计的, 因此, 设计的 $\alpha\beta$ 轴电流和磁通观测器之间没有耦合。另一方面, 在实际的电动机方程中, 可见耦合存在于 $\alpha\beta$ 轴电流和磁通方程中。特别是在磁通方程中, 沿 α 轴的磁通是沿 β 轴磁通的函数, 反之亦然。把滑模函数带入观测器方程中, 电流和磁通观测器模型就完全解耦了。使用滑模函数, $\alpha\beta$ 轴的电流就可以用基于自身的电流误差来估计。

闭环电流观测器使用测量电流作为反馈, 因此在电流观测器中就不存在偏移量或漂移问题。在磁通观测器中, 存在由积分引起的偏移量, 可以通过使用低通滤波器解决该问题。当估计误差到达滑动面, 观测的电流将收敛到实际值。滑动面方程的选择要保证观测器在滑动面不受任何系统参数或扰动的影响。

4.3.2 李雅普诺夫稳定性分析

所有观测器结构的稳定性由电流观测器的稳定性分析保证。选取如下形式的李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2} s_n^T s_n \quad (5.4-99)$$

式中: $s_n = [s_{as} \ s_{\beta s}]^T$ 。显然, 李雅普诺夫函数 V 是正定的, 这满足第一李雅普诺夫稳定性条件。第二条件就是滑模函数的倒数必须小于零, 也就是说, 要满足广义滑模条件(也就是说该条件, 可同时满足存在性和可达性条件)

$$V' = s_n^T s'_n < 0 \quad (5.4-100)$$

式中: $s_n = [\bar{i}_{as} \ \bar{i}_{\beta s}]^T$, $s'_n = [\bar{i}'_{as} \ \bar{i}'_{\beta s}]^T = [\hat{i}'_{as} \ \hat{i}'_{\beta s}]^T - [i_{as} \ i_{\beta s}]^T$

由式(5.4-100), s'_n 亦可写成如下形式

$$s'_n = k_1 \left\{ \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} + \eta l_m \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \right\} - k_2 \begin{bmatrix} \bar{i}_{as} \\ \bar{i}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (5.4-101)$$

因此

$$V' = s_n^T s'_n = k_1 [\bar{i}_{as} \ \bar{i}_{\beta s}] \left\{ \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} + \eta l_m \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \right\} - k_2 [\bar{i}_{as} \ \bar{i}_{\beta s}] \begin{bmatrix} \bar{i}_{as} \\ \bar{i}_{\beta s} \end{bmatrix} =$$

$$k_1 [\bar{i}_{as} \ \bar{i}_{\beta s}] \left\{ \begin{bmatrix} \mu_0 \operatorname{sgn}(\bar{i}_{as}) \\ \mu_0 \operatorname{sgn}(\bar{i}_{\beta s}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} + \eta l_m \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \right\} - k_2 [\bar{i}_{as} \ \bar{i}_{\beta s}] \begin{bmatrix} \bar{i}_{as} \\ \bar{i}_{\beta s} \end{bmatrix} =$$

$$k_1 [-\mu_0 \bar{i}_{as} \operatorname{sgn}(\bar{i}_{as}) - \mu_0 \bar{i}_{\beta s} \operatorname{sgn}(\bar{i}_{\beta s}) - (\bar{i}_{as} A + \bar{i}_{\beta s} B)] - k_2 C \quad (5.4-102)$$

其中

$$\begin{aligned} A &= \eta \hat{\psi}_{ar} + \omega_r \hat{\psi}_{\beta r} - \eta l_m i_{as} \\ B &= \eta \hat{\psi}_{\beta r} - \omega_r \hat{\psi}_{ar} - \eta l_m i_{\beta s} \\ C &= (\bar{i}_{as})^2 + (\bar{i}_{\beta s})^2 \end{aligned}$$

对 \bar{i}_{as} 和 $\bar{i}_{\beta s}$ 分情况讨论后, 若

$$\mu_0 > \frac{-(\bar{i}_{as} A + \bar{i}_{\beta s} B) - \frac{k_2}{k_1} [(\bar{i}_{as})^2 + (\bar{i}_{\beta s})^2]}{|\bar{i}_{as}| + |\bar{i}_{\beta s}|} \quad (5.4-103)$$

则 $V' < 0$, 满足第二李雅普诺夫稳定性条件。

由存在性条件, 寻找一个足够大的 μ_0 , 滑模 $s_n = 0$ 将发生。滑模运动是系统沿切换面 $s_n = 0$ 上的运动, 此时满足 $s_n = 0$ 和 $s'_n = 0$, 同时切换开关必须是理想开关, 这是一种理想的极限情况。而实际的情况是, 系统的运动点将沿 $s_n = 0$ 上下穿行。按照菲力普夫理论, 在实际系统中, 这种极限情况是无法用连续控制来实现的。当采用滑模的不连续控制时, 也只有在“理想开关”(无时间滞后和空间滞后)的作用下才能实现。对于实际的“不理想开关”(有时间滞后和空间滞后), 可以设想用一种等效的平均控制, 以帮助对处于滑模运动情况下的系统运动进行分析。

然而, 作为结果的等效控制将依赖于电动机参数, 同时实现起来也有一定难度。因此, 可以合理假设等效控制接近于实际控制的低频工况, 而通过一个低通滤波器滤除高频分量后得到。低通滤波器的结构如下

$$\lambda_{ar}^{eq} = \frac{1}{\mu s + 1} \lambda_{ar} \quad (5.4-104)$$

式中: μ 为滤波器的时间常数, 它应充分小以防止低频分量畸变, 但又必须足够大以消除高频分量。低通滤波器的输出即为滑模(切换)面上的等效控制。

根据等效控制概念, 假设观测的电流值与实际的电流值相匹配, 则

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \lambda_{ar}^{eq} \\ \lambda_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta l_m \begin{bmatrix} \hat{i}_{as} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{\psi}'_{ar} \\ \hat{\psi}'_{\beta r} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} \lambda_{ar}^{eq} \\ \lambda_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-105)$$

4.3.3 无速度传感器的滑模观测器

利用前面所提的电流模型磁通观测器进行无速度传感器控制的设计。观测器被扩展设计用于转速估计和转子时间常数的在线辨识。转速估计误差不作用于控制系统的反馈, 因此它并不影响电流和磁通的估计。

电流和磁通观测器方程分别如下

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}'_{as} \\ \hat{i}'_{\beta s} \end{bmatrix} &= k_1 \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - k_2 \begin{bmatrix} \bar{i}_{as} \\ \bar{i}_{\beta s} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{\psi}'_{ar} \\ \hat{\psi}'_{\beta r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{\eta} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & \hat{\eta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \hat{\eta} l_m \begin{bmatrix} \hat{i}_{as} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar} \\ \hat{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-106)$$

根据等效控制概念及前面所提的分析方法, 可得

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta l_m \begin{bmatrix} \hat{i}_{ar} \\ \hat{i}_{\beta r} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar}' \\ \hat{\psi}_{\beta r}' \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \hat{\eta} & \hat{\psi}_{ar} \hat{\omega}_r \\ -\hat{\psi}_{\beta r} \hat{\omega}_r & \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\eta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \hat{\eta} l_m \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \hat{i}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \hat{i}_{\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-107)$$

可得估计的 $\hat{\eta}$ 的表达式如下

$$\left. \begin{aligned} \hat{\eta} &= \frac{\hat{\psi}_{ar} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} + \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq}}{\hat{\psi}_{ar}^2 + \hat{\psi}_{\beta r}^2 - l_m (\hat{i}_{ar} \hat{\psi}_{ar} + \hat{i}_{\beta r} \hat{\psi}_{\beta r})} \\ \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\psi}_{ar} \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\eta} & \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\omega}_r \\ -\hat{\psi}_{ar} \hat{\omega}_r & \hat{\psi}_{ar} \hat{\eta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \hat{\eta} l_m \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\beta r} \hat{i}_{ar} \\ \hat{\psi}_{ar} \hat{i}_{\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-108)$$

可得估计的 $\hat{\omega}_r$ 表达式如下

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\psi}_{\beta r} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} - \hat{\psi}_{ar} \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} - \hat{\eta} l_m (\hat{i}_{\beta r} \hat{\psi}_{ar} - \hat{i}_{ar} \hat{\psi}_{\beta r})}{\hat{\psi}_{ar}^2 + \hat{\psi}_{\beta r}^2} \quad (5.4-109)$$

将前面电动机在两相静止 $\alpha\beta$ 参考坐标系下, 以定子电流和转子磁链为状态变量的方程另记为

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_{\alpha} &= -k_1 i_{\alpha} + \beta \frac{1}{T_r} \psi_{ar} + \beta \omega_r \psi_{\beta r} + k_2 u_{\alpha} \\ \dot{i}_{\beta} &= -k_1 i_{\beta} + \beta \frac{1}{T_r} \psi_{\beta r} - \beta \omega_r \psi_{ar} + k_2 u_{\beta} \\ \dot{\psi}_{ar} &= \frac{l_m}{T_r} i_{\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{ar} - \omega_r \psi_{\beta r} \\ \dot{\psi}_{\beta r} &= \frac{l_m}{T_r} i_{\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{\beta r} + \omega_r \psi_{ar} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-110)$$

其中

$$\beta = \frac{k_2 l_m}{l_r}, k_2 = \frac{1}{\sigma l_s}, k_1 = \left(r_s + \frac{l_m^2}{l_r T_r} \right)$$

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}, T_r = \frac{l_r}{r_r}$$

写成矩阵形式

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{I}' &= \beta \mathbf{A} \boldsymbol{\zeta} - k_1 \mathbf{I} + k_2 \mathbf{V} \\ \boldsymbol{\zeta} &= -\mathbf{A} \boldsymbol{\zeta} + \frac{l_m}{T_r} \mathbf{I} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-111)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

电流观测器如下

$$\hat{\mathbf{I}}' = \beta \mathbf{I} - k_1 \hat{\mathbf{I}} + k_2 \mathbf{V} \quad (5.4-112)$$

滑模函数的选择方法与前面所提的完全一致, 包括等效控制的处理方法也完全一样。因此

$$\boldsymbol{\zeta} = -\lambda + \frac{l_m}{T_r} \mathbf{I} \quad (5.4-113)$$

所以转速和转子时间常数可由式(5.4-114)给出

$$\lambda = \mathbf{A} \boldsymbol{\zeta} \quad (5.4-114)$$

即

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ar} & \psi_{\beta r} \\ \psi_{\beta r} & -\psi_{ar} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \omega_r \end{bmatrix} &\Rightarrow \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \frac{1}{|\psi_r|} \begin{bmatrix} -\psi_{ar} & -\psi_{\beta r} \\ -\psi_{\beta r} & \psi_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \psi_{ar} & \psi_{\beta r} \\ \psi_{\beta r} & -\psi_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \omega_r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \omega_r \end{bmatrix} &= \frac{1}{|\psi_r|} \begin{bmatrix} -\psi_{ar} & -\psi_{\beta r} \\ -\psi_{\beta r} & \psi_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5.4-115)$$

式中: $|\psi_r| = -(\psi_{ar})^2 - (\psi_{\beta r})^2$ 。

所以

$$\left. \begin{aligned} \omega_r &= \frac{1}{|\psi_r|} (\psi_{ar} \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq} - \psi_{\beta r} \hat{\lambda}_{ar}^{eq}) \\ \frac{1}{T_r} &= -\frac{1}{|\psi_r|} (\psi_{ar} \hat{\lambda}_{ar}^{eq} - \psi_{\beta r} \hat{\lambda}_{\beta r}^{eq}) \end{aligned} \right\} \quad (5.4-116)$$

目前对电动机应用变结构控制, 是比较具体的应用, 也有些实验研究与应用研究。这些研究报告很成功, 如用趋近律方法设计电动机的变结构控制, 实物实验表明趋近过程快速, 在转入滑动模态的瞬间与理论结果稍有出入, 整个滑动模态与理想情况重合, 不出现抖振, 平衡状态 $x=0$ 也没有抖动, 没有静差。

总之, 将滑模变结构理论应用于电力电子控制中是可行的, 系统响应速度快, 对外界扰动和系统参数的变化不敏感, 且控制系统不需要建立精确的数学模型, 系统就可以达到比较理想的控制效果。同时, 变结构控制算法相对简单, 暂态性能可以方便地通过改变开关面参数来人为规定, 实现容易。可以预见, 变结构控制在电力电子领域的应用将具有广阔的应用前景。

第5章 模糊控制在电力电子控制中的应用

1 基本原理与概念

模糊数学是模糊系统和模糊控制的理论基础。模糊数学是利用模糊集合 (Fuzzy set) 的概念取代经典数学中的清晰集合 (Crisp set) 概念而发展起来的。模糊集合概念由美国学者扎德 (L. A. Zadeh) 于 1965 年提出。以此为发端, 模糊数学已发展为一个相当庞大的学科体系。

基于模糊集合的模糊逻辑理论是模糊数学面向控制系统应用的一个重要分支, 它与基于经典清晰集合 (亦称明确集) 的布尔逻辑均可视为对人脑的思维、推理和决策过程的一种分析和模拟方法。模糊逻辑的基本思想: 人脑的思维并不完全遵从布尔逻辑即“0/1”或“是/非”逻辑, 而是时常表现出不精确的、定性的特点, 人脑强大的思维与判断、处理能力或许正与此有关。模糊逻辑理论最初曾遭到过数学界的广泛置疑, 但此后模糊控制在工业界取得的巨大成功间接证实了前者的基本思想是正确的。基于模糊逻辑的模糊控制, 往往可以解决基于经典数学的“精确”控制理论所无法解决的很多控制问题。

1.1 模糊集

在基于布尔逻辑的经典集合论中, 论域中的元素要么属于某一集合, 要么不属于它, 两者必居其一。换言之, 某一元素对某一集合的隶属度要么为 0, 要么为 1。与之相对照, 在基于模糊逻辑的模糊集合论中, 某一元素对某一集合的隶属度可以在 0 和 1 之间的闭区间上任意取值。

1.1.1 隶属度函数

模糊系统中的变量, 其大小、高低不采用精确的数值, 而是采用带有定性色彩的、自然语言中的词语来度量。比如某一电力电子变流器的输出电压的高低, 可以用“高”、“中”、“低”三个词语来描述。当某一变量可以取自然语言中的词语为其“值”时, 该变量可称为语言变量, 以便于与经典数学中的数值变量相区别。

上例中, 基于“高”、“中”、“低”这三个自然词语, 可以分别定义三个同名的模糊集 (或称模糊子集), 并视后者与前者等价。这样一来, 就可以用精确的数学描述——隶属度函数来取代自然语言中的词语了。输出电压这一变量在其论域 (即其变化范围, 如 0~200V) 中的某一具体取值 (如 100V) 对前述三个模糊集的隶属度, 分别用三个隶属度函数来描述, 如图 5.5-1 (a) 所示。

针对某一变量的论域所定义的某一模糊集, 其隶属度函数以曲线的形式定义了该变量在其论域中的任一点对该模糊集的隶属度 (习惯上以希腊字母 μ 表示)。作为对照, 图 5.5-1 (b) 给出了基于传统集合理论定义的“高”、“中”、“低”三个明确集合的隶属度函数示意图。显然, 模糊集的定义可由其隶属度函数完全描述, 因此两者在数学上是等价的。

隶属度函数可以采用多种不同的曲线类型, 如图 5.5-2 所示。实际应用中, 以形式简单的三角形隶属度函数最为常见。

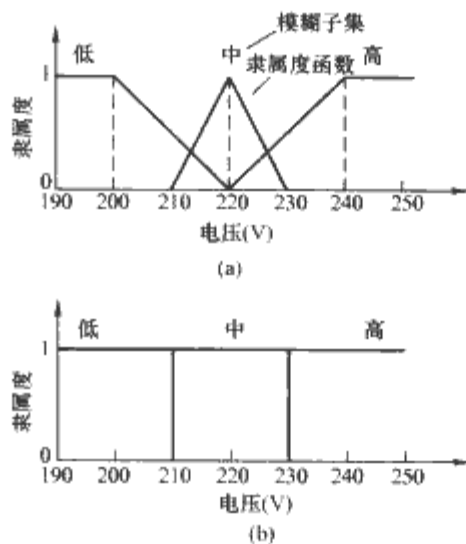


图 5.5-1 输出电压的模糊集和明确集表示

(a) 模糊集; (b) 明确集

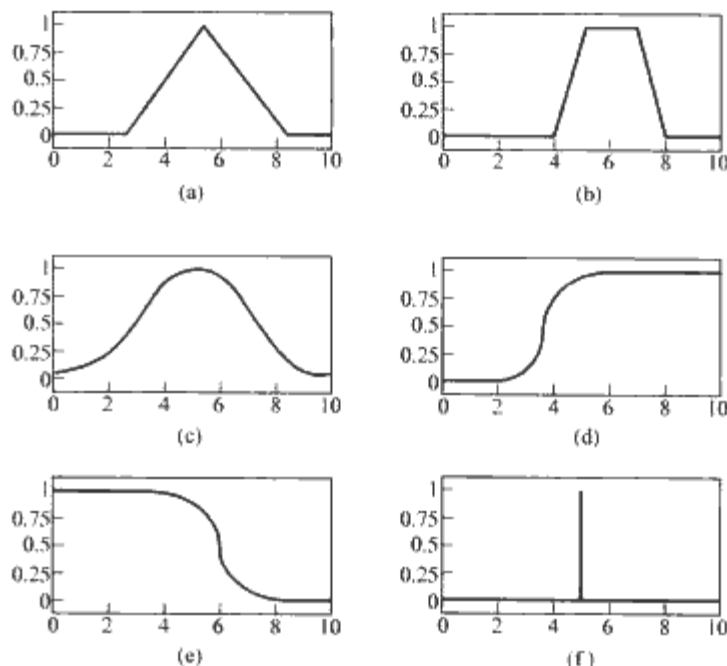


图 5.5-2 典型隶属度函数曲线类型

(a) 三角形; (b) 梯形; (c) 高斯形; (d) 右 S 形;
(e) 左 S 形; (f) 单值型

1.1.2 模糊集运算规则

图 5.5-3 (a) 示出了针对同一变量 x 定义的、采用三角形隶属度函数的模糊集 A 和 B 之间的“并”、“交”、“补”运算规则。这三种运算分别与布尔逻辑的“或”、“与”、“非”运算相对应。作为对照, 图 5.5-3 (b) 给出了当 A 和 B 为明确集时的对应运算规则。

令 $\mu_A(x)$ 、 $\mu_B(x)$ 分别代表变量 x 在其论域 X 中的任一取值对这两个集合的隶属度, 以上三种基本运算规则定义如下:

1.1.2.1 并运算

两个模糊集合 A 和 B 的并集 $A \cup B$, 仍然是论域 X 上的一个模糊集, 其隶属度函数如下

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (5.5-1)$$

式中: “ \vee ” 为取大算子。需要指出的是: 更一般意义的模

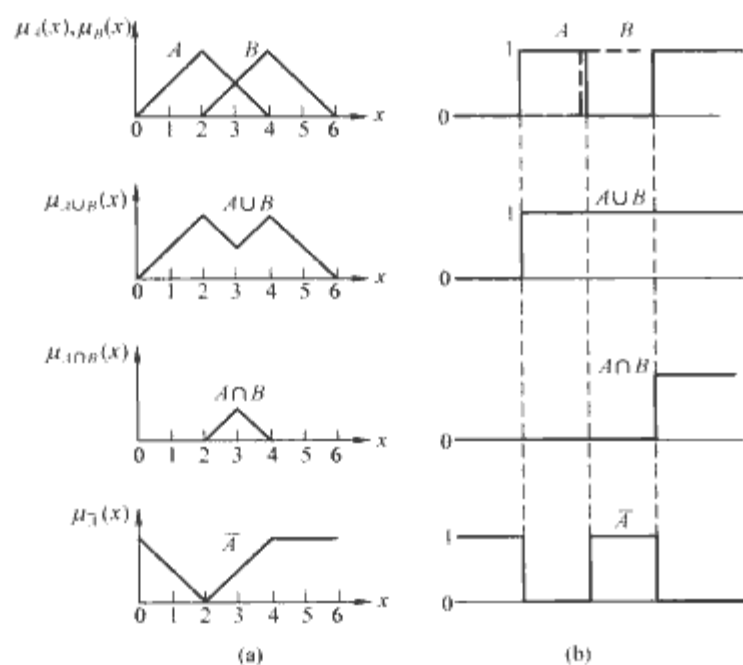


图 5.5-3 模糊集与明确集的基本逻辑运算示意图

(a) 模糊集; (b) 明确集

糊并运算并不局限于采用以上算子,而是仅仅给出了模糊并算子应满足的基本性质。满足这些性质的算子或者函数,一般统称 s -范数 (s -Norm)。从这个意义上讲,取大算子只是 s -范数的一个特例。

1.1.2.2 交运算

两个模糊集合 A 和 B 的交集 $A \cap B$, 仍然是论域 X 上的一个模糊集, 其隶属度函数如下

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (5.5-2)$$

式中:“ \wedge ”为取小算子。类似地,取小算子也并不是模糊交运算可采用的唯一算子。更一般意义的模糊交定义只给出所采用的算子应满足的基本性质,满足这些性质的算子或函数,一般统称 t -范数 (t -Norm)。取小算子只是 t -范数的一个特例。

1.1.2.3 求补运算

某一模糊集合如 A 的补集 \bar{A} , 仍然是论域 X 上的一个模糊集, 其隶属度函数如下

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (5.5-3)$$

除此之外,基于模糊逻辑还可以定义以下运算规则:

1.1.2.4 乘积运算

两个模糊集合 A 和 B 的乘积 $A \times B$, 仍然是论域 X 上的一个模糊集, 其隶属度函数如下

$$\mu_{A \times B}(x) = \mu_A(x) \mu_B(x) \quad (5.5-4)$$

1.1.2.5 数乘运算

将某一模糊集合如 A 的隶属度函数乘以一个数字 k , 就得到一个新的隶属度函数, 据此即可定义一个新的模糊集 kA , 其隶属度函数为

$$\mu_{kA}(x) = k\mu_A(x) \quad (5.5-5)$$

1.1.3 模糊集运算的基本性质

模糊集运算具有以下基本性质:

(1) 幂等律

$$\begin{aligned} A \cup A &= A \\ A \cap A &= A \end{aligned} \quad (5.5-6)$$

(2) 交换律

$$\begin{aligned} A \cup B &= B \cup A \\ A \cap B &= B \cap A \end{aligned} \quad (5.5-7)$$

(3) 结合律

$$\begin{aligned} (A \cup B) \cup C &= A \cup (B \cup C) \\ (A \cap B) \cap C &= A \cap (B \cap C) \end{aligned} \quad (5.5-8)$$

(4) 分配律

$$\begin{aligned} (A \cup B) \cap C &= (A \cap C) \cup (B \cap C) \\ (A \cap B) \cup C &= (A \cup C) \cap (B \cup C) \end{aligned} \quad (5.5-9)$$

(5) 吸收律

$$\begin{aligned} (A \cap B) \cup A &= A \\ (A \cup B) \cap A &= A \end{aligned} \quad (5.5-10)$$

(6) 复归律

$$\bar{\bar{A}} = A \quad (5.5-11)$$

(7) 摩根反演律

$$\begin{aligned} \overline{A \cup B} &= \bar{A} \cap \bar{B} \\ \overline{A \cap B} &= \bar{A} \cup \bar{B} \end{aligned} \quad (5.5-12)$$

1.2 模糊系统

模糊系统(或称模糊推理系统)是基于规则的系统,其核心是由一个或多个 IF-THEN 规则组成的模糊规则库。以下就是一个简单的模糊 IF-THEN 规则:

如果输出电压过高,就采用较小的占空比。

这个规则涉及到输出电压、占空比两个变量,以及“过高”和“较小”两个分别针对以上变量的模糊集或隶属度函数。

图 5.5-4 所示为一个典型模糊系统示意图,其输入、输出均为数值变量,适合工程实际系统应用。模糊系统通常为多输入、单输出系统。多输入、多输出模糊系统可视为前者的组合。模糊系统的输入、输出关系,可视为一种静态、非线性映射关系。输入量到输出量之间,需经过以下几个基本步骤:

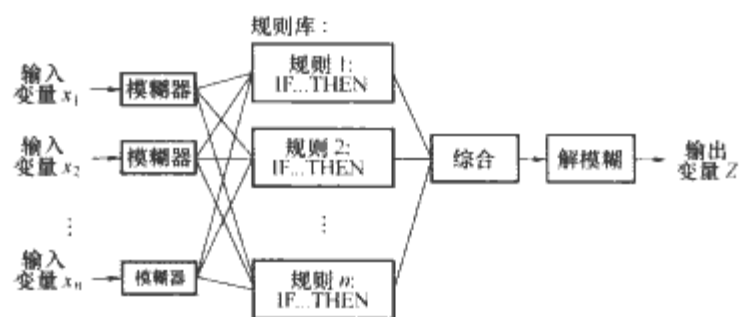


图 5.5-4 模糊系统结构示意图

(1) 输入量的模糊化。

(2) 对 IF-THEN 规则中“IF”部分的处理(这一部分可能包含与、或、非等基本逻辑运算关系),即衡量规则中条件部分的符合度(Degree Of Fulfillment, DOF)。

(3) 对 IF-THEN 规则中“THEN”部分的处理,即基于各条规则的符合度分别导出各条规则推理的结果。

(4) 将规则库中多个规则的推理结果进行综合。

(5) 将最终的推理结果转化为输出量的精确数值,即“解模糊”。

以下采用一个生活实例来展示模糊系统的推理过程。图 5.5-5 反映的是某顾客在饭店用餐后,基于以下三条 IF-THEN 规则决定该付给侍者多少小费的推理过程。

规则 1: 如果服务质量差,或饭菜质量差,则小费数额为低。

规则 2: 如果服务质量好,则小费数额为中。

规则 3: 如果服务质量极好,或饭菜质量好,则小费数

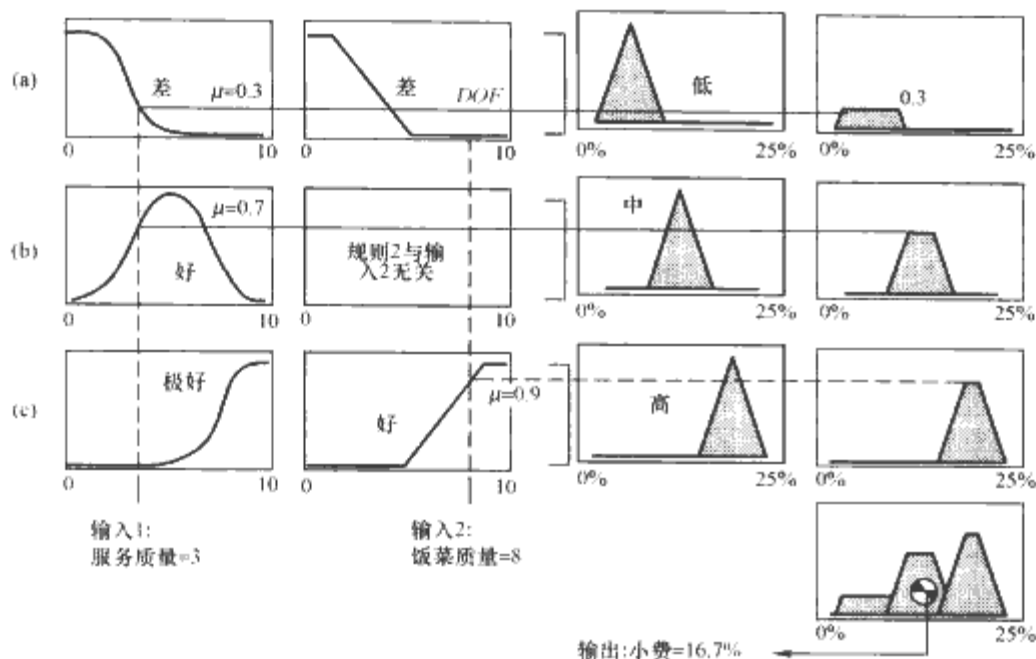


图 5.5-5 模糊推理实例：小费决策过程
(a) 规则 1；(b) 规则 2；(c) 规则 3

额为高。

整个模糊推理过程按步骤说明如下：

(1) 输入量的模糊化。系统两个输入量即饭菜质量和服务态度均是以 10 分制衡量的精确数值变量，所以首先要对其进行模糊化。此例中，用“差”、“好”、“极好”三个模糊集来描述饭菜质量，其隶属度函数采用较复杂的曲线型。针对服务态度用“差”和“好”两个模糊集来描述，其隶属度函数采用较简单的直线型。输出量即小费的论域取为消费金额的 0~25%，采用“低”、“中”、“高”三个模糊集描述，采用三角形隶属度函数。

(2) 衡量各规则的符合度。以规则 1 为例，假设饭菜质量评分为 3 分，服务质量评分为 8 分，则前者对“饭菜质量差”的隶属度为 0.3，后者对“服务质量差”的隶属度为 0。由于以上两个条件之间是“或”的关系，所以输入组合 (3, 8) 对规则 1 整个“IF”部分的隶属度应按或运算（取大）的规则计算，其值应为 $0.3 \vee 0 = 0.3$ 。后者即是对规则 1 的符合度。同理可得规则 2 和规则 3 的符合度分别为 0.7 和 0.9。

(3) 导出各规则的推理结果。此例中的推理方法采用 Mamdani 法（见下文）。以规则 1 为例，在条件符合度为 0.3 的前提下，将输出模糊集“低”的隶属度函数曲线在高度为 0.3 处做平顶化处理。同理，输出模糊集“中”和“高”的隶属度函数曲线分别在 0.7 和 0.9 处截平。

(4) 推理结果的综合。此例中，将各个规则所输出的隶属度函数曲线按求并集的方式综合起来，形成最终的输出隶属度函数，如图 5.5-5 右下角所示。

(5) 输出量的解模糊。此例采用重心法，即求解最终输出隶属度函数曲线所涵盖区域的几何中心。最终计算得到的应付小费的精确数值为 16.7%。

1.2.1 模糊推理方法

上例中的第 (2)、(3) 步，完成了从输入模糊集到输出模糊集的映射或称推理工作。模糊系统中的这一环节亦称模糊推理机。该环节具体采用的模糊推理方法有很多种。之所以会产生如此多的推理方法，主要是由于在以下三个方面可以有不同的理解或做法：

(1) 对 IF-THEN 规则的理解。即：如何将规则的自然语义根据某种理解转换成某种严格的数学描述。现已提出了 IF-THEN 规则的多种不同含义，如 Dienes-Rescher 含义、Zadeh 含义、Mamdani 含义等。模糊控制中最常采用的是 Mamdani 含义，又可细分为 Mamdani 最小含义和 Mamdani

乘积含义。

(2) 对规则库中多个 IF-THEN 规则之间关系的理解。针对这个问题的不同理解将导致采用组合推理还是独立推理，以及组合规则（针对组合推理）或组合各独立规则的推理结果时（针对独立推理）究竟采用并组合还是交组合。模糊控制中最常采用的是并组合的独立推理。

(3) 模糊并、交运算时所具体采用的算子。即：具体采用何种 s -范数和 t -范数。

以下是模糊控制中较常用的几种推理方法。

1.2.1.1 Mamdani 法

该方法亦称 Mamdani 最小推理机 (Mamdani's Minimum Inference Engine)，在实际应用中最为常见。它采用了 IF-THEN 规则的 Mamdani 最小含义和采用并组合的独立推理，取大算子作为 s -范数，

取小算子作为 t -范数。考虑如下三条模糊规则。

规则 1：如 X 为负小 (Negative Small, NS)，且 Y 为零 (Zero, ZE)，

则 Z 取正小 (Positive Small, PS)。

规则 2：如 X 为零 (Zero, ZE)，且 Y 为零 (Zero, ZE)，

则 Z 取零 (Zero, ZE)。

规则 3：如 X 为零 (Zero, ZE)，且 Y 为正小 (Positive Small, PS)，

则 Z 取负小 (Negative Small, NS)。

假设输入量 $X = -3$ ， $Y = 1.5$ 。图 5.5-6 所示为模糊集 NS、ZE、PS 的定义和基于 Mamdani 法的推理过程。如图 5.5-6 所示，三条规则的符合度分别为

$$\left. \begin{aligned} DOF_1 &= \mu_{NS}(X) \wedge \mu_{ZE}(Y) = 0.8 \wedge 0.6 = 0.6 \\ DOF_2 &= \mu_{ZE}(X) \wedge \mu_{ZE}(Y) = 0.4 \wedge 0.6 = 0.4 \\ DOF_3 &= \mu_{ZE}(X) \wedge \mu_{PS}(Y) = 0.4 \wedge 1.0 = 0.4 \end{aligned} \right\} \quad (5.5-13)$$

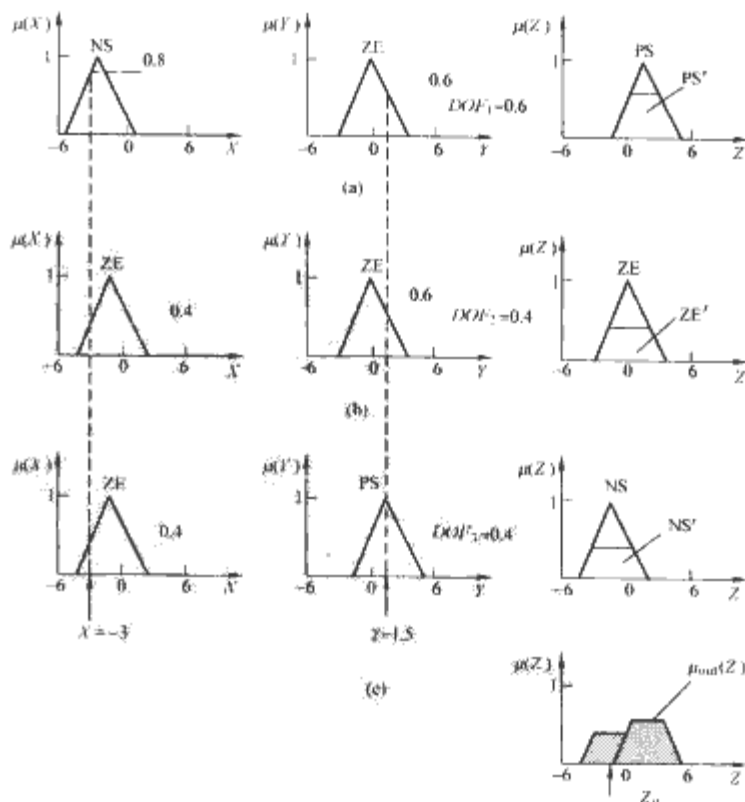


图 5.5-6 Mamdani 推理法例
(a) 规则 1；(b) 规则 2；(c) 规则 3

依照 Mamdani 法得到的输出隶属度函数为 PS' 、 ZE' 和 NS' ，如图 5.5-6 所示。最终的输出是以上三者的并集

$$\mu_{out}(Z) = \mu_{PS'}(Z) \vee \mu_{ZE'}(Z) \vee \mu_{NS'}(Z) \quad (5.5-14)$$

由于这种方法在导出各个规则的模糊输出时采用了取小 (Min) 算子，组合各个规则输出时采用了取大 (Max) 算子，所以又称为 MAX-MIN 方法。

1.2.1.2 Lusing Larsen 法

该方法亦称 Larsen 乘积推理机 (Larsen's Product Inference Engine)。它采用了 IF-THEN 规则的 Mamdani 乘积含义和采用并组合的独立推理，取大算子作为 s -范数，乘积算子作为 t -范数。从几何直观来看，这种方法不像 Mamdani 法那样对输出隶属度函数曲线进行消顶，而是 (按规则符合度的高低) 对其进行比例衰减。采用相同的规则和输入量，Lusing Larsen 法的推理过程如图 5.5-7 所示。可见三个规则输出的隶属度函数 PS' 、 ZE' 和 NS' 仍为三角形，只是其峰值分别衰减到了 0.6、0.4 和 0.4。总的输出隶属度函数仍然按求并集的方式得到。

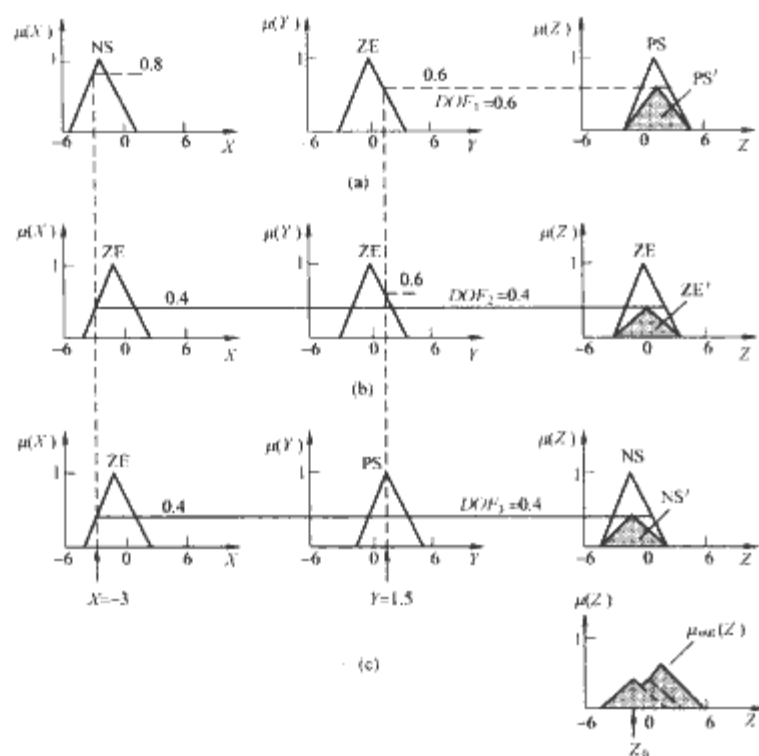


图 5.5-7 Lusing Larsen 推理法示例

(a) 规则 1; (b) 规则 2; (c) 规则 3

1.2.1.3 Sugeno 法

该方法又称 Takagi-Sugeno-Kang 或 TSK 法。该方法的特点是输出隶属度函数均为单值 (singleton) 型，即仅在论域中一个点上取非零值。当这个点的位置固定不变时，称为零阶 Sugeno 法。当这个点的位置与输入量的大小成线性关系时，称为一阶 Sugeno 法。

对于零阶 Sugeno 法，考虑如下模糊规则。

规则 1：如 X 为负小 (NS)，且 Y 为零 (ZE)，
则 $Z = K_1$ 。

规则 2：如 X 为零 (ZE)，且 Y 为零 (ZE)，
则 $Z = K_2$ 。

规则 3：如 X 为零 (ZE)，且 Y 为正小 (PS)，
则 $Z = K_3$ 。

其推理过程如图 5.5-8 所示。常数 K_1 、 K_2 、 K_3 指定了三个输出模糊单值的位置。后者的高度则由所对应那条规则的符合度所确定。总的输出隶属度函数仍然按求并集的方式得到。

一阶 Sugeno 法，考虑如下模糊规则。

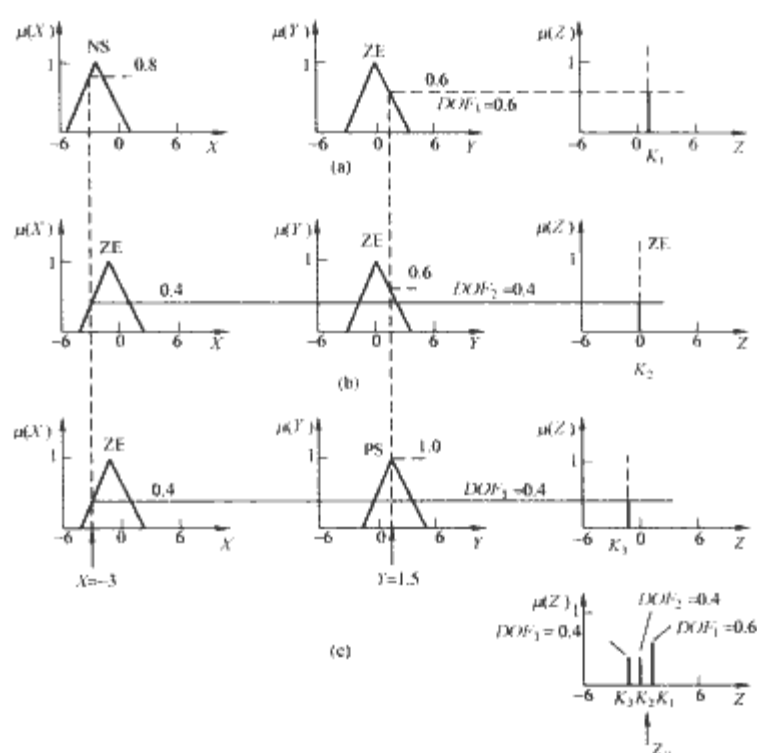


图 5.5-8 Sugeno 推理法 (零阶) 示例

(a) 规则 1; (b) 规则 2; (c) 规则 3

规则 1：如 X 为负小 (NS)，且 Y 为零 (ZE)，

则 $Z = Z_1 = A_{01} + A_{11}X + A_{21}Y$ 。

规则 2：如 X 为零 (ZE)，且 Y 为零 (ZE)，

则 $Z = Z_2 = A_{02} + A_{12}X + A_{22}Y$ 。

规则 3：如 X 为零 (ZE)，且 Y 为正小 (PS)，

则 $Z = Z_3 = A_{03} + A_{13}X + A_{23}Y$ 。

一阶 Sugeno 法与零阶 Sugeno 法的主要区别：每个规则输出的模糊单值不再是常数，而是与输入呈某种线性关系。

1.2.2 解模糊算法

模糊系统中完成解模糊运算的部分，称解模糊器 (defuzzifier)。其目的是在输出模糊集 (模糊推理的输出模糊集 Z) 的论域上确定出一个最能代表该模糊集的清晰点 Z_0 。解模糊器所采用的算法计算量应尽量小，以便在实时控制中应用。此外，工程控制场合一般还要求当输出模糊集有微小变化时，解模糊器给出清晰值不应有太剧烈的抖动。以下是模糊控制中较常采用的几种解模糊算法。

1.2.2.1 重心法

采用该方法时，输出隶属度函数曲线下面积的几何中心所对应的论域元素被视为代表该模糊集的清晰点，如图 5.5-9 所示。确定该中心点的计算公式为

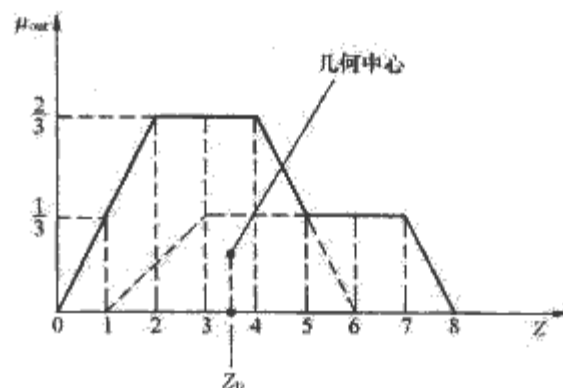


图 5.5-9 重心法

$$Z_0 = \frac{\int Z \mu_{out}(Z) dZ}{\int \mu_{out}(Z) dZ} \quad (5.5-15)$$

针对离散论域情况，采用式 (5.5-16)

$$Z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \mu_{\text{out}}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{out}}(Z_i)} \quad (5.5-16)$$

比如图 5.5-9 中输出变量 Z 仅取整数时, Z_0 的计算如下

$$Z_0 = \frac{1 \times \frac{1}{3} + 2 \times \frac{2}{3} + 3 \times \frac{2}{3} + 4 \times \frac{2}{3} + 5 \times \frac{1}{3} + 6 \times \frac{1}{3} + 7 \times \frac{1}{3}}{\frac{1}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3}} = 3.7 \quad (5.5-17)$$

重心法给出的清晰点可以很好地代表整个输出模糊集,但其算法较复杂,不利于实时计算。

1.2.2.2 中心平均法

中心平均法亦称高度法,是重心法的一个近似。其基本思想:既然输出模糊集 Z 是 n 个模糊集的并集,所以对重心法的一个很好的近似就是求这 n 个模糊集中心的加权平均(模糊集中心的定义:如模糊集隶属度函数取最大值的所有点的平均值为有限值,则模糊集中心即为该均值;如该均值为正/负无穷大,则模糊集中心为所有最大隶属度点中的最小/最大值,见图 5.5-10),其权重为各个模糊集的高度,即其各自的最大隶属度值。计算公式为

$$Z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \bar{Z}_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (5.5-18)$$

式中: \bar{Z}_i 为第 i 个模糊集的中心; w_i 为第 i 个模糊集的高度。以图 5.5-9 为例, Z_0 的计算如下

$$Z_0 = \frac{3 \times \frac{2}{3} + 5 \times \frac{1}{3}}{\frac{2}{3} + \frac{1}{3}} = 3.67 \quad (5.5-19)$$

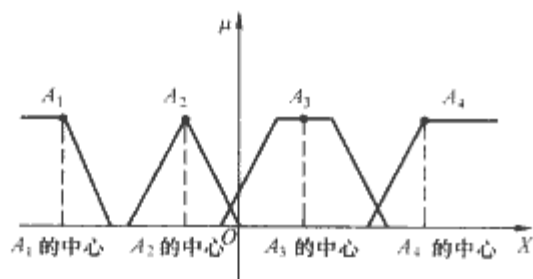


图 5.5-10 模糊集中心的定义

1.2.2.3 最大值法

最大值法可视为重心法的进一步简化,它只考虑输出隶属度函数曲线上取得最大值的点。如果最大值点只有一个,则该点即为 Z_0 。如最大值点多于一个,则可以分别按大中取小(取数值最小的最大值点)、大中取大(取数值最大的最大值点)或大中取平均(取所有最大值点的平均值)的方法确定。以大中取平均法为例,其计算公式为

$$Z_0 = \sum_{m=1}^M \frac{Z_m}{M} \quad (5.5-20)$$

式中: M 为输出隶属度函数曲线上所有取得最大值的点的个数; Z_m 为第 m 个最大值点对应的论域元素。

1.2.2.4 Sugeno 法

该方法与 Sugeno 模糊推理法相对应,形式非常简单。以图 5.5-8 所示的零阶 Sugeno 推理法为例,其解模糊算法为

$$Z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n K_i \text{DOF}_i}{\sum_{i=1}^n \text{DOF}_i} \quad (5.5-21)$$

这种解模糊算法可视为重心法的一个特例。对于一阶 Sugeno 推理法,只需将式 (5.5-21) 中 K_i 换成 Z_i 即可。

1.3 模糊控制

1.3.1 模糊控制系统的结构形式和特点

用于控制场合的模糊系统,即为模糊控制系统。图 5.5-11 所示为模糊控制系统的典型结构。

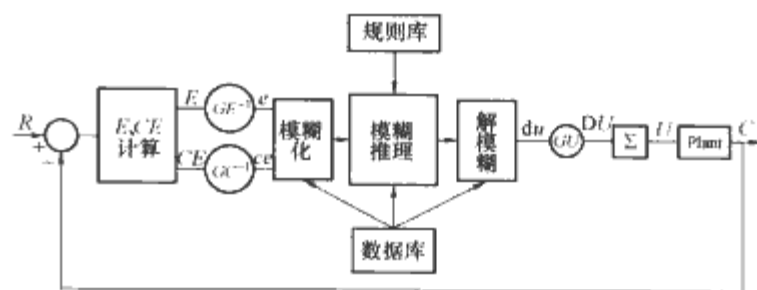


图 5.5-11 模糊控制系统的典型结构

相对于传统的、基于精确数学模型的反馈控制系统,模糊控制系统的突出特色在于它是对人脑模糊信息处理方式的模拟。因此,模糊控制器一般有两个输入量:误差 E 以及误差变化率 CE ,模糊控制器的输出也并不是直接作用于对象的控制量 U ,而是控制量的变化率 DU 。前者须由后者积分得到。

图 5.5-11 中的数据库,主要包括各语言变量的选取、隶属函数的定义等信息。图 5.5-11 中的规则库,包括了用语言变量表示的一系列 IF-THEN 控制规则。它们反映了控制专家、操作员的经验和知识。数据库和规则库,作为一个整体亦称知识库。

为使设计好的模糊控制算法可以适用于动态特性相似、仅变量变化范围不同的一族控制对象,算法设计一般都基于标么制。因此,输入量 E 和 CE 首先要除以各自的基值(亦称尺度变换因子) GE 和 GC ,由此得到的标么值 e 和 ce 才是用来进行模糊化的输入量。同样地,标么值形式的输出量 du 也要乘以相应的尺度变换因子 GU ,才能得到实际的输出 DU 。尺度变换因子主要影响控制动作的灵敏度,它既可是固定的,亦可是可变的。

模糊系统的输入、输出关系可视为一种静态、非线性映射关系,因此可用式 (5.5-22) 来描述模糊控制器的输入、输出关系:

$$DU = K_1 E + K_2 CE \quad (5.5-22)$$

式中: K_1 、 K_2 为非线性增益系数。实际控制量 U 是 DU 的积分,即

$$U = \int DU = \int K_1 E dt + \int K_2 CE dt = K_1 \int E dt + K_2 E \quad (5.5-23)$$

由此可见,图 5.5-11 所示为以误差 E 以及误差变化率 CE 为输入,控制量变化率 DU 为输出的典型模糊控制器,本质上可视为一个具有非线性参数的比例—积分 (PI) 控制器。不难看出,如果在图 5.5-11 中去掉误差变化率 CE 这个输入量,则可以得到等同于非线性纯比例 (P) 控制器的模糊控制器;如果在图 5.5-11 中增加误差变化率的微分这个新的输入量,则可以得到等同于非线性比例—积分—微分 (PID) 控制器的模糊控制器。

1.3.2 模糊控制器的实现形式

在工程实际应用中,模糊控制器主要有两种实现形式:第一种形式是基于严格的数学关系,以实时运算的方式实现模糊化、模糊推理和解模糊等过程。商用的计算机辅助设计工具如 MATLAB 的模糊逻辑工具箱等,可以大大减小控制算法设计的工作量。由此得到的控制程序代码,可直接载入信号处理器(DSP)运行。为加快运行速度,这种基于实时运算的模糊控制器亦可采用专用集成电路(ASIC)以硬件方式实现。

模糊控制器的另一类实现方法是查表法。采用这种方法的依据:既然模糊控制器的输入、输出关系可视为一种静态、非线性映射关系,因此可以通过事先进行大量的计算,将这种映射关系以数据表的形式存储起来。控制过程中就只需根据输入量的大小查表确定合适的输出量。为提高控制精度,可采用分层细化的多个数据表。查表法的优点是运行速度快,但对存储容量要求较高。

1.3.3 模糊控制系统的基本设计流程

如果控制对象具有较明确的、线性的数学模型,而且其参数变化范围并不大,则此时采用模糊控制器替代传统控制器很难获得明显的性能改善。因此,着手设计一个模糊控制系统之前,首先应评估一下所要解决的控制问题是否真的需要模糊控制。完成了这一步之后,模糊控制系统的设计可遵循以下基本流程:

(1) 确定模糊控制器所要完成的功能。比如:是构建一个实现完全意义(以误差信息为输入,以控制量信息为输出)的模糊控制器,还是仅仅将模糊控制算法用于传统控制器中控制参数的自适应调整。

(2) 收集控制经验。这一步是为构建规则库等后续设计工作做准备。如有必要,可通过建模仿真的方法研究控制对象的控制特性,积累控制经验。

(3) 确定模糊控制器的输入、输出量及各自的尺度变换因子。

(4) 针对各个输入、输出量定义足够、合适的模糊集。对模糊集数量上的要求是为了符合控制精度的需要。

(5) 构建规则库。模糊规则库应满足完备性和一致性,即:针对任意的输入应确保至少有一个可适用的规则,且各个规则之间不应有相互矛盾之处。

(6) 仿真验证。如发现控制性能不理想,可返回以上步骤重新设计。

(7) 实验验证。

2 模糊控制在直一直变流器中的应用

模糊控制在各类电力电子系统中均可应用,尤其是当控制对象精确数学模型比较复杂因而不便采用传统控制手段,或者采用传统控制手段效果不佳时,更能凸显模糊控制的优势。含 Boost 升压环节的直一直变流器作为一种典型的非线性电力电子电路(此处的“非线性”不是指所有电力电子电路都具有的开关非线性,而是指经过状态空间平均处理后仍存在的、宏观控制特性上的非线性)是模糊控制比较有代表性的应用场合。

常用的直一直变流器(见图 5.5-12),除 Buck 电路外,其状态空间平均模型大都是非线性的。针对此类变流器设计控制器时,通常的做法是在工作点附近进行小信号线性化处理,这种简化处理不可避免地造成动态性能随工作点变化而劣化。此外,某些直一直变流器(如 Boost 变流器)的小信号线性化模型仍呈现非最小相位特征,不易处理。针对直一

直变流器的这样一些特点,基于经验而非模型的模糊控制有可能获得比传统控制更好的动态性能。

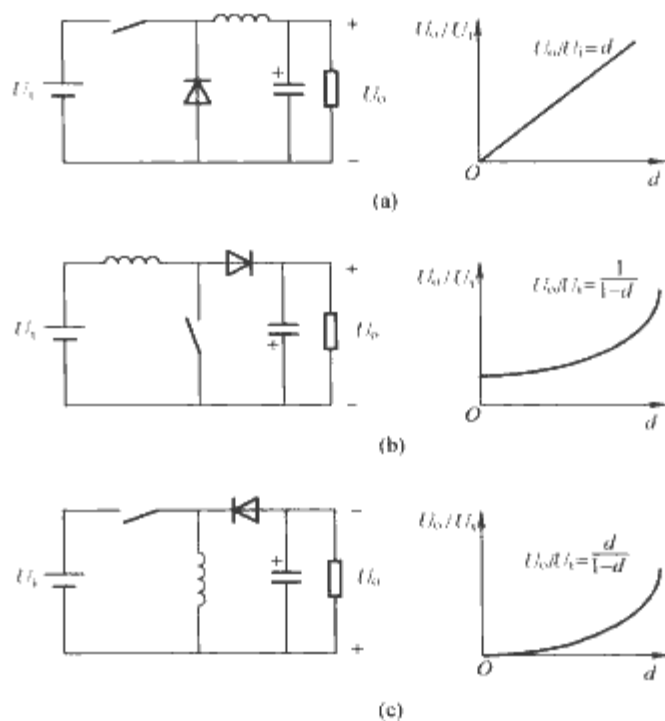


图 5.5-12 典型直一直变流器

(a) Buck 变流器; (b) Boost 变流器; (c) Buck-Boost 变流器

图 5.5-13 所示为一个直一直变流器模糊控制系统示意图。其中 U_o 为输出电压, U_{ref} 为输出电压指令, d 为占空比。模糊控制器的输入为标幺化的输出电压误差 e 以及误差变化率 ce (定义为一个采样间隔内误差的变化量)

$$e(k) = \frac{E(k)}{\beta_e} = \frac{U_o(k) - U_{ref}(k)}{\beta_e} \quad (5.5-24)$$

$$ce(k) = \frac{CE(k)}{\beta_{ce}} = \frac{U_o(k) - U_{ref}(k) - [U_o(k-1) - U_{ref}(k-1)]}{\beta_{ce}} \quad (5.5-25)$$

式中: k 、 $k-1$ 分别表示第 k 和第 $k-1$ 个采样时刻; β_e 和 β_{ce} 分别为输出电压误差 E 和误差变化率 CE 的基值; Δd 为模糊控制器的输出为占空比的变化率,用于控制直一直变流器的占空比 d 由式 (5.5-26) 确定

$$d(k) = d(k-1) + \eta \Delta d(k) \quad (5.5-26)$$

式中: η 为 Δd 的基值,它亦可视为模糊控制器的一个比例系数,用以调节控制作用的大小。

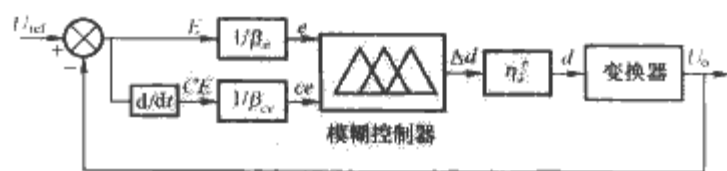


图 5.5-13 直一直变流器模糊控制系统示意图

输入量 e 以及 ce 的论域均为 $[-1, +1]$ 。在此论域上定义五个模糊子集:负大(NB)、负小(NS)、零(ZE)、正小(PS)和正大(PB),其隶属度函数曲线取三角形,如图 5.5-14 所示。以上模糊集定义除计算简单外,还有以下两个特点:首先,对于任意输入量取值均只有一个主导模糊集与之对应;其次,任一输入值最多只对两个模糊集具备非零隶属度,因此对于任意输入量组合 (e, ce) ,控制算法最多只需要处理 4 条相关的模糊规则。

输出量 Δd 的论域亦为 $[-1, +1]$,在此论域上定义 17 个模糊集。为计算简单起见,这些模糊集均为模糊单值,

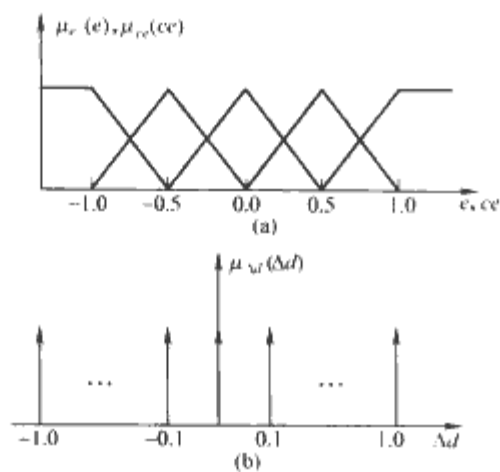


图 5.5-14 输入、输出量的模糊化
(a) 输入量; (b) 输出量

分别是 0.00, ±0.10, ±0.20, ±0.30, ±0.35, ±0.45, ±0.50, ±0.65, ±1.00。

表 5.5-1 所示为模糊规则库, 该规则库主要基于以下控制经验导出:

表 5.5-1 直一直变流器模糊控制规则表					
电压误差 变化率 ce	电压误差 e				
	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	-0.30	-0.35	-0.45	-0.65	-1.00
NS	0.00	-0.10	-0.20	-0.35	-0.50
ZE	0.20	0.10	0.00	-0.10	-0.20
PS	0.50	0.35	0.20	0.10	0.00
PB	1.00	0.65	0.45	0.35	0.30

(1) 当输出电压远离设定值时, 应加大占空比变化率以快速减小误差。

(2) 当输出电压正向设定值靠拢时, 应适当减小占空比变化率。

(3) 当输出电压距离设定值已经很近且正在快速向其靠拢时, 应使占空比停止变化以抑制振荡。

(4) 当输出电压已达到设定值且仍然在变化时, 占空比应稍许变化以防输出电压偏离设定值。

(5) 当输出电压已达到设定值且维持不变时, 应使占空比停止变化。

(6) 以上各种情况下, 当输出电压高于设定值时, 占空比变化率的符号应为负, 反之则相反。

针对任意输入组合 (e, ce), 表 5.5-1 中有 4 条相关的模糊规则, 其推理过程遵循上文所提到的零阶 Sugeno 法 (见图 5.5-8)。推理结果的解模糊采用式 (5.5-21)。遵照以上算法和模糊集定义即可得到输入、输出清晰值之间的映射关系。比如当 e 和 ce 的某次采样值分别为 0.1 和 -0.7 时, 模糊控制器输出量 $\Delta d=0.866$, 实际的占空比改变量则为 0.866η 。

图 5.5-15 所示为以上模糊控制器用于 Buck、Boost 和 Buck-Boost 三种直一直变流器后, 对变流器施加负载扰动与输入直流电压扰动时输出电压的动态响应过程。三种变流器的参数如表 5.5-2 所示。针对不同变流器所采用的可调参数 (η, β, β_e) 如表 5.5-3 所示。由图 5.5-15 可见该模糊控制器用于三种不同类型的变流器时均可获得较好的动态特性和稳态精度。

表 5.5-2 三种直一直变流器主要参数			
参 数	Buck	Boost	Buck-Boost
滤波电感 (μH)	200	250	100
滤波电容 (μF)	50	50	100
滤波电感等效串联电阻 (Ω)	0.1	0.1	0.1
滤波电容等效串联电阻 (Ω)	0.1	0.1	0.1
负载电阻 (Ω)	5	25	10
输入电压 (V)	15	15	15
输出电压 (V)	5	25	5
开关频率 (kHz)	100	100	100

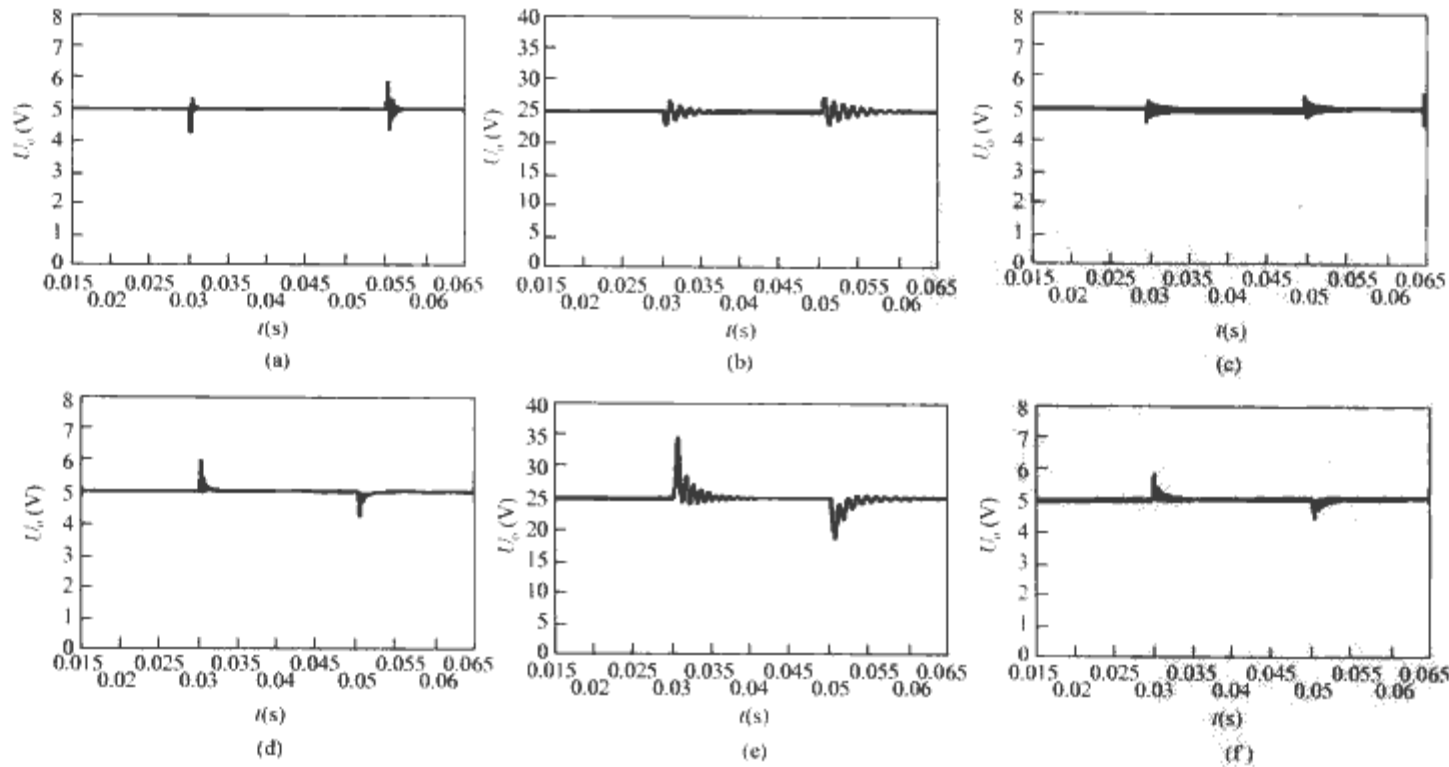


图 5.5-15 控制效果示意图

(a) ~ (c) Buck、Boost、Buck-Boost 变流器负载突变响应过程; (d) ~ (f) Buck、Boost、Buck-Boost 变流器输入电压突变响应过程

表 5.5-3 模糊控制器可调参数

参 数	Buck	Boost	Buck-Boost
η	0.012	0.011	0.01
β_r (V)	3	20	5
β_{er} (V)	0.01	5	0.015

一般而言,当输入、输出模糊集划分得更细时,系统的稳态精度、动态性能可获得进一步改善,但模糊规则库的大小将以几何级数增长,导致实施困难。当模糊集的定义固定不变时,可调参数 η 、 β_r 和 β_{er} 对于控制性能有重要影响。表 5.5-4 所示为通过仿真总结出的、系统上升时间和振荡倾向与这三个可调参数之间的定性关系,其中比较突出的两个关系是:

(1) 输出量基值 η 对系统响应速度有很大影响。其值增大时,上升时间显著缩短。这是因为参数 η 正比于模糊控制器的总增益,其值增大则控制动作更剧烈,可加速动态过程。

(2) 参数 β_{er} 对系统阻尼程度有很大影响。其值增大时,阻尼程度显著降低,表现为振荡倾向加剧。这是因为参数 β_{er} 增大时,同样的误差变化率 CE 折合成的标么值 ce 减小,而后者在动态过程中所起的作用主要是抑制超调和振荡。

表 5.5-4 可调参数对系统特性的影响

参 数	上升时间	振 荡
$\eta \uparrow$	增加	增强
$\eta \downarrow$	减少	减弱
$\beta_r \uparrow$	增加	增强
$\beta_r \downarrow$	减少	减弱
$\beta_{er} \uparrow$	增加	增强
$\beta_{er} \downarrow$	减少	减弱

3 模糊控制在 PWM 整流器中的应用

三相 Boost 型 PWM 整流器(见图 5.5-16)是一种应用非常广泛的电力电子电路,同时它也是一种典型的非线性电力电子电路。以下是 PWM 整流器经 d-q 变换后的状态空间平均模型

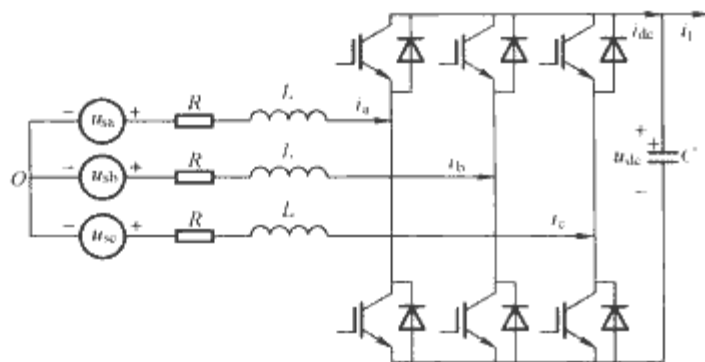


图 5.5-16 三相 Boost 型 PWM 整流器

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{S_d}{L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{S_q}{L} \\ \frac{3S_d}{2C} & \frac{3S_q}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ i_L \end{bmatrix} \quad (5.5-27)$$

式中: i_d 、 i_q 和 u_{sd} 、 u_{sq} 分别为经 d-q 变换后的输入电流和电网电压; S_d 、 S_q 分别为经 d-q 变换后的、开关函数在一个开关周期内的平均值。

PWM 整流器控制系统的主要任务是实现直流侧电压的调控并同时保证交流侧功率因数角和交流电流波形质量。为此控制系统一般采用电压外环、电流内环的双闭环结构。电流内环的控制对象可视为一个以开关函数为输入、实际电流为输出的环节。在假定直流侧电压(在外环控制器作用下)恒定的前提下,该环节是线性的,控制相对容易。直流侧电压 u_{dc} 的调控是通过控制交流侧电流的有功分量 i_d 实现的,因此外环控制器以 i_d 指令作为其输出,其控制对象是一个以 i_d 指令为输入、直流侧电压 u_{dc} 为输出的环节。该环节结构较为复杂,虽然电流内环部分可视为线性,但从实际电流 i_d 到直流侧电压 u_{dc} 之间的这一部分仍是一个非线性环节,采用传统的线性控制器很难获得理想的控制效果。

针对以上问题,外环电压控制器可采用模糊控制,如图 5.5-17 所示。该模糊控制器以直流侧电压误差 e 及其变化率 Δe 为输入,以电流指令 i_d^* 的变化率 Δi_d^* 为输出。输入、输出模糊集定义见图 5.5-14,仍采用三角形隶属度函数曲线,且相邻模糊集的隶属度曲线存在 50% 的重叠,只是模糊集的个数增加到 7,分别为:负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(ZE)、正小(PS)、正中(PM)和正大(PB)。表 5.5-5 所示为所采用的模糊规则库。模糊推理采用 Mamdani 最小推理机。解模糊算法采用中心平均法。

表 5.5-5 模 糊 规 则

电压误差 变化率 $\Delta e(k)$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
电压误差 $e(k)$							
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	NZ
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

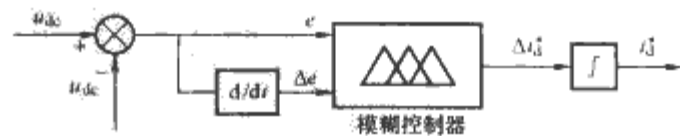


图 5.5-17 PWM 整流器电压外环模糊控制示意图

图 5.5-18 所示为采用以上模糊电压控制器的一个 PWM 整流器控制系统实例。图中负载电流前馈补偿环节是为了抑制负载电流变化对直流环节电压的扰动。两个电流内环均采用传统 PI 控制器,并采用了针对电网电压扰动和 d、q 轴电流交叉耦合的解耦措施。

图 5.5-19 所示为当直流侧电压指令突变时系统实际输出直流电压和交流侧电流 i_d 分量的波形。图中显示在模糊控制作用下,直流电压的响应迅速且无超调。

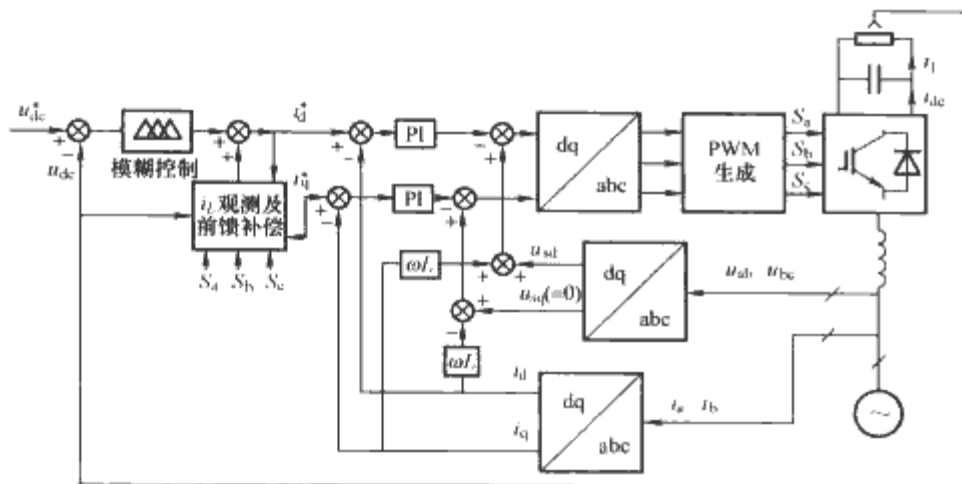


图 5.5-18 PWM 整流器控制系统总体结构图

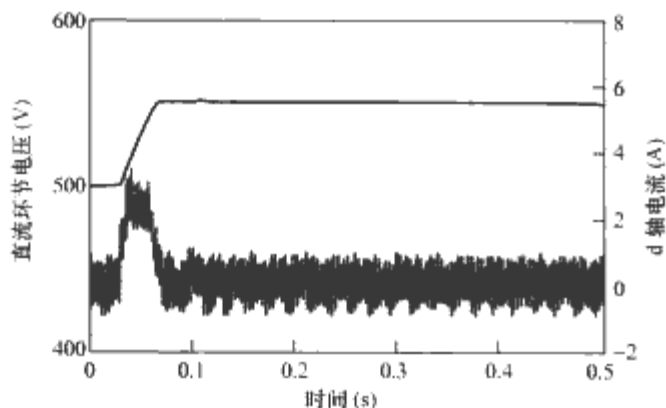


图 5.5-19 控制效果示意

4 模糊控制在 PWM 逆变器中的应用

若不考虑所接的负载，则逆变器带连同其输出 LC 滤波器（经状态空间平均处理后）基本可视为一个线性对象。但是，实际应用中逆变电源所接负载通常具有较强的非线性，而且负载大小也经常变化。传统控制手段很难处理这种非线性和不确定性。用模糊控制器替代传统的 SPWM 逆变器输出电压瞬时值控制器，有助于缓解控制性能随负载而变化等一系列问题，但是其控制精度仍有待提高。鉴于此，保留传统控制器算法结构，但利用模糊推理方法对其控制器参数进行在线自调整，可以较好地解决这一问题。这种应用方式可视为模糊控制的一种间接应用，与前述的直接模糊控制有所不同。

图 5.5-20 所示为一个复合结构的 PWM 逆变器输出电压瞬时值控制系统。其中的重复控制器可抑制周期性负载扰动，用于改善稳态波形质量。PD 控制器通过增加系统的阻尼能减小响应超调，并允许系统采用较大的增益，可改善逆变器动态品质。PD 控制器在 ω 域的传递函数有如下表达式

$$G_{PD} = K_p + K_d \omega \quad (5.5-28)$$

式中： K_p 、 K_d 为 PD 控制器的两个参数。

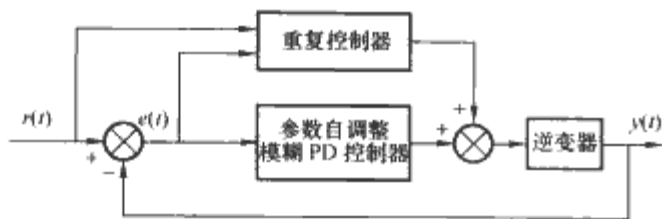


图 5.5-20 复合结构的 PWM 逆变器
输出电压瞬时值控制系统

固定参数的 PD 控制器难以在各种工况下都获得满意的控制效果。此处采用模糊推理算法，基于输出电压瞬时值的误差及误差变化率对 PD 控制器的两个参数进行在线调整，其原理如图 5.5-21 所示。图 5.5-22 所示为模糊控制器的结

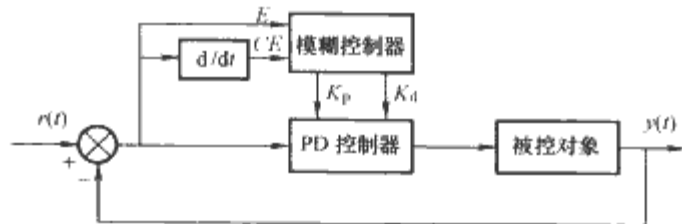


图 5.5-21 参数自调整模糊
PD 控制器原理示意

构框图。其中 g_e 和 g_{ce} 为输入变量的尺度变换因子， g_p 和 g_d 为输出变量的尺度变换因子。

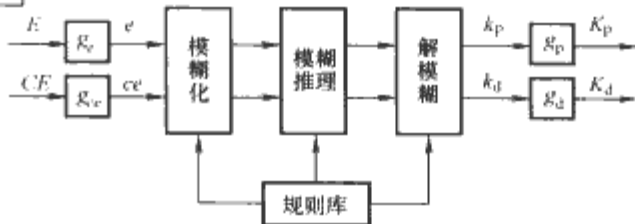


图 5.5-22 模糊控制器结构框图

标化输入变量 e 和 ce 的论域为 $[-1, 1]$ ，被划分为五个模糊子集：负大 (NB)、负小 (NS)、零 (Z)、正小 (PS) 和正大 (PB)。标化输出变量 k_p 和 k_d 的论域为 $[0, 1]$ ，被划分为两个模糊子集：小 (S) 和大 (B)。图 5.5-23 所示为具体的隶属度函数曲线。

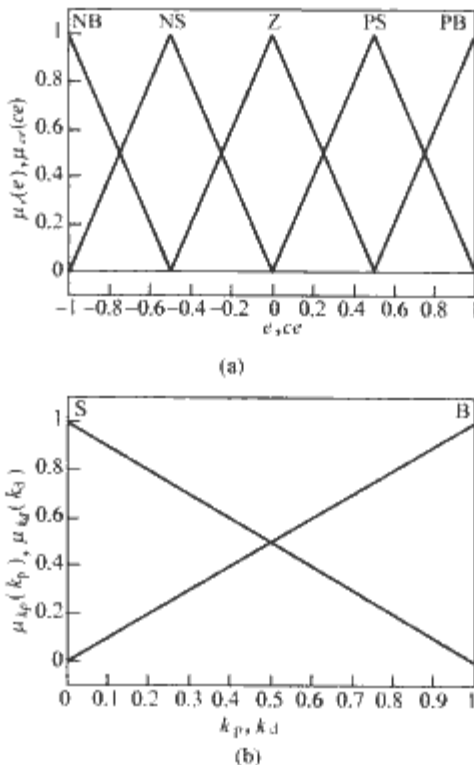


图 5.5-23 输入、输出量的模糊化
(a) 输入量；(b) 输出量

模糊逻辑控制器的设计是基于专家经验而不是基于系统模型，规则数据库的设计主要是通过仿真和实验来实现，它在改进系统特性方面起着重要作用。

根据典型阶跃响应过程（见图 5.5-24）中系统输出 y 、误差 E 和误差变化率 CE 的变化规律，可分析得到 PD 控制器的两个控制参数的调制规则：

(1) 系统起动瞬间即 a 点附近， $y \approx 0$ ， $E > 0$ 且绝对值较大， $CE < 0$ 且绝对值较小。为尽快消除误差，加快系统的响应速度，应选取较大的 K_p 和较小的 K_d 。因此模糊规则库应包含以下规则：

IF (e is PB) and (ce is NS), then (k_p is Big), and (k_d is Small).

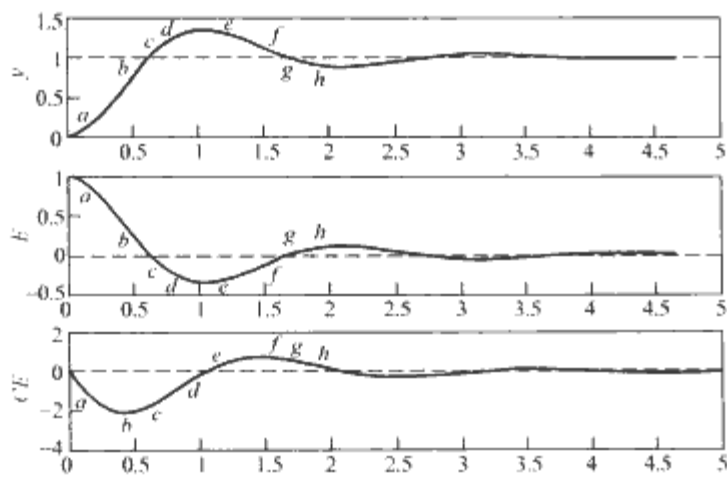


图 5.5-24 典型阶跃响应曲线

(2) 在 b 点附近, $E > 0$ 且绝对值较小, $CE < 0$ 且绝对值较大, 系统输出已接近稳态值。为减小系统的超调, 应选取较小的 K_p 和较大的 K_d 。对应规则为:

IF (e is PS) and (ce is NB), then (k_p is Small), and (k_d is Big).

(3) 在 c 点附近, $E < 0$ 且绝对值较小, $CE < 0$ 且绝对值较大, 系统正在远离平衡点运动。为尽快消除误差, 加快系统的响应速度, 应选取较大的 K_p 和较大的 K_d 。对应规则为:

IF (e is NS) and (ce is NB), then (k_p is Big), and (k_d is Big).

(4) 在 d 点附近, $E < 0$ 且绝对值较大, $CE < 0$ 且绝对值较小。为尽快消除误差, 加快系统的响应速度, 应选取较大的 K_p 和较大的 K_d 。对应规则为:

IF (e is NB) and (ce is NS), then (k_p is Big), and (k_d is Big).

(5) 在 e 点附近, $E < 0$ 且绝对值较大, $CE > 0$ 且绝对值较小。为尽快消除误差, 加快系统的响应速度, 应选取较大的 K_p 和较小的 K_d 。对应规则为:

IF (e is NB) and (ce is PS), then (k_p is Big), and (k_d is Small).

(6) 在 f 点附近, $E < 0$ 且绝对值较小, $CE > 0$ 且绝对值较大, 系统正在趋向平衡点运动, 系统输出已接近稳态值。为减小系统的超调和振荡, 使系统尽快进入稳态, 应选取较小的 K_p 和较大的 K_d 。对应规则为:

IF (e is NS) and (ce is PB), then (k_p is Small), and (k_d is Big).

(7) 在 g 点附近, $E > 0$ 且绝对值较小, $CE > 0$ 且绝对值较大, 系统正在远离平衡点运动。为尽快消除误差, 加快系统的响应速度, 应选取较大的 K_p 和较大的 K_d 。对应规则为:

IF (e is PS) and (ce is PB), then (k_p is Big), and (k_d is Big).

(8) 在 h 点附近, $E > 0$ 且绝对值较大, $CE > 0$ 且绝对值较小。为尽快消除误差, 加快系统的响应速度, 应选取较大的 K_p 和较大的 K_d 。对应规则为:

IF (e is PB) and (ce is PS), then (k_p is Big), and (k_d is Big).

与上述规则的推导过程类似, 其余规则可根据专家经验导出。最终规则表如表 5.5-6 所示。

表 5.5-6 模糊规则

k_p						k_d					
e	NB	NS	Z	PS	PB	ce	NB	NS	Z	PS	PB
NB	B	B	S	S	B	NB	B	B	B	B	S
NS	B	B	S	S	B	NS	B	B	B	B	S
Z	B	B	S	B	B	Z	S	S	B	S	S
PS	B	S	S	B	B	PS	S	B	B	B	B
PB	B	S	S	B	B	PB	S	B	B	B	B

模糊推理采用 Mamdani 最小推理机。解模糊算法采用重心法。解模糊得到的结果再乘以相应的尺度变换因子即得到式 (5.5-28) 所示 PD 控制器的两个参数 k_p 、 k_d 。基于双线性变换

$$w = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.5-29)$$

可得到 PD 控制器的 z 域形式以供 DSP 编程实现。

图 5.5-25 和图 5.5-26 所示为一台单相 400Hz 逆变器分别带阻性负载和整流非线性负载时, 模糊 PD 控制器和常规 PD 控制器对负载突变的响应过程对比仿真。常规 PD 控制器采用离线优化设计的固定参数。两种 PD 控制器均在 10kHz 采样频率下工作。由仿真结果可见参数自调整模糊 PD 控制器获得了更好的动态特性, 表现为负载阶跃变化时输出电压响应超调量更小, 调节时间更短。

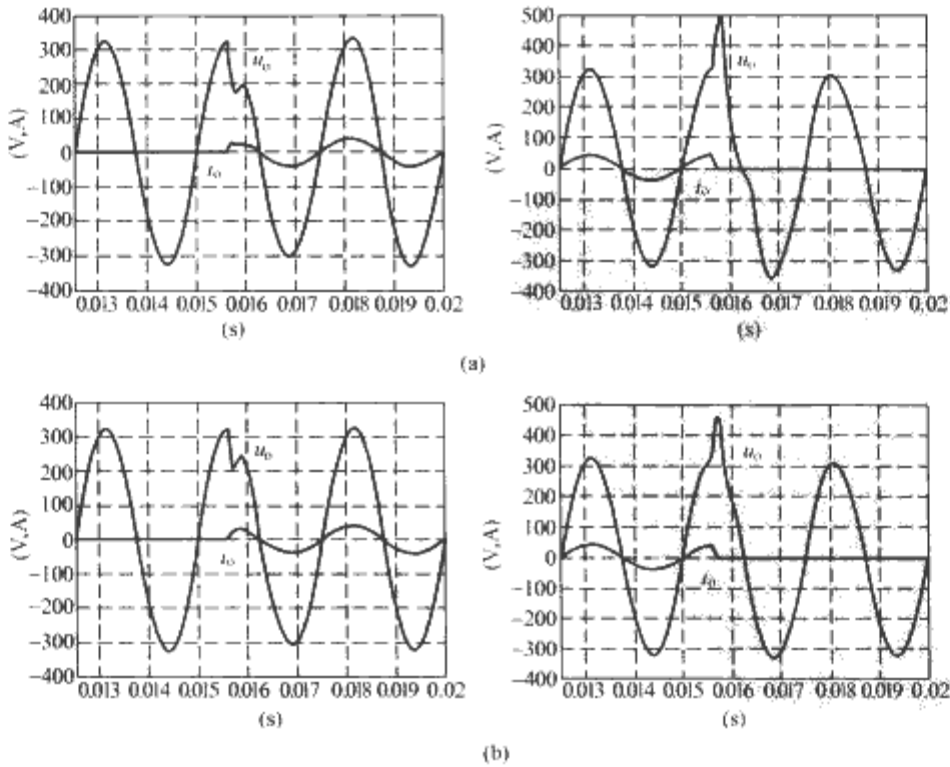


图 5.5-25 电阻性负载突变响应过程
(a) 常规 PD 控制器; (b) 模糊 PD 控制器

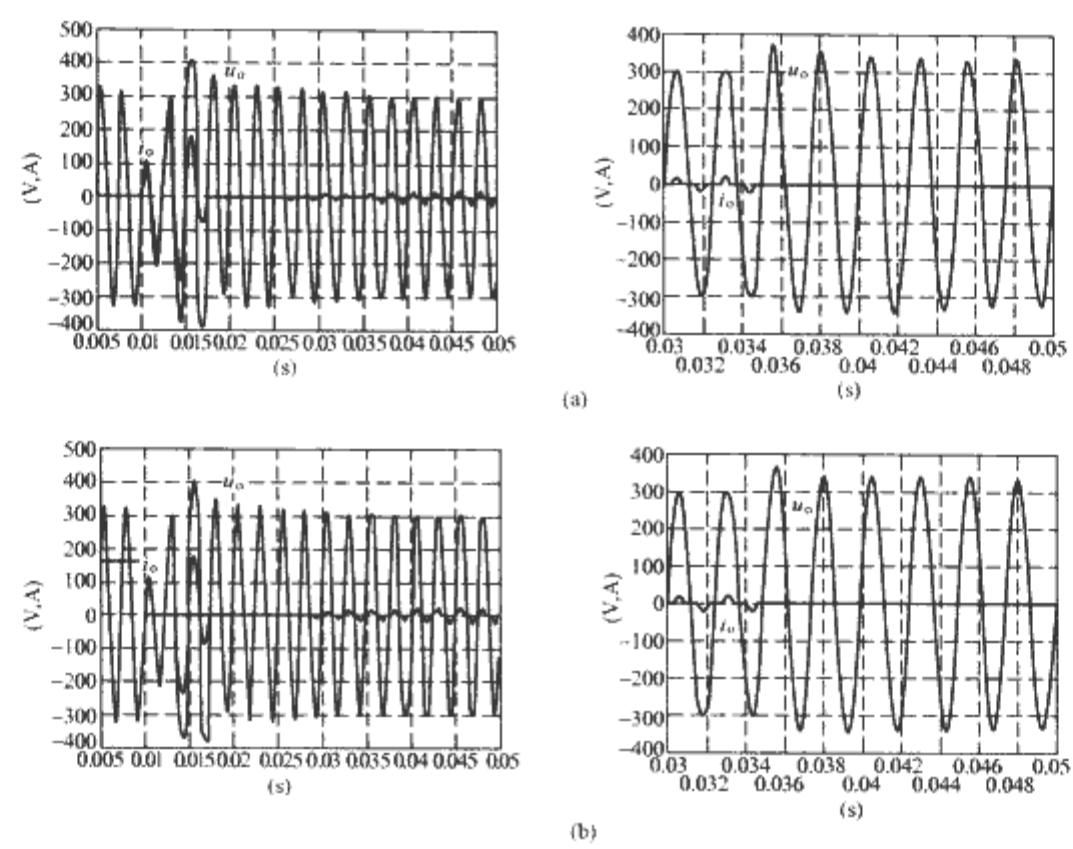


图 5.5-26 整流非线性负载突变响应过程
(a) 常规 PD 控制器; (b) 模糊 PD 控制器

第6章 神经网络在电力电子控制中的应用

1 引言

人工神经网络,简称神经网络,是模仿人类思考过程的一类最普通人工智能。人类大脑皮层包含大约一千亿个生物神经元,它们互相连接形成生物神经网络,实现人脑的记忆、智慧及思考过程。人工神经网络就是通过电子电路或计算机程序等有限的方法去模拟人脑的生物神经系统,特别适用于解决传统数字计算机难以处理的模式识别和图像处理问题。模式识别是神经计算的核心,人工神经网络通过对输入和输出样本数据的学习训练以具备联想记忆的能力,以解决电力电子与电力传动领域中的控制、辨识、估计和诊断问题。

2 神经元

2.1 生物神经元

生物神经元的结构如图 5.6-1 所示,它是大脑神经系统中的一个处理单元,通过树突接受来自其他神经元的信号并进行叠加,如果叠加的信号很强,神经元就被激励,从轴突产生一个输出信号,而轴突与其他神经元的树突相连,每个由树突而来的输入信号都要经过一个突触连接,突触是树突上的一个极小间隙,其中充满一种称为神经传递素的流体,具有加速或阻碍电荷流动的能力,突触的传导率由神经传递素调整,而神经传递素的状态由大脑的记忆和学习决定。根据神经元理论,大脑具有分布记忆和联想存储等智能特性。

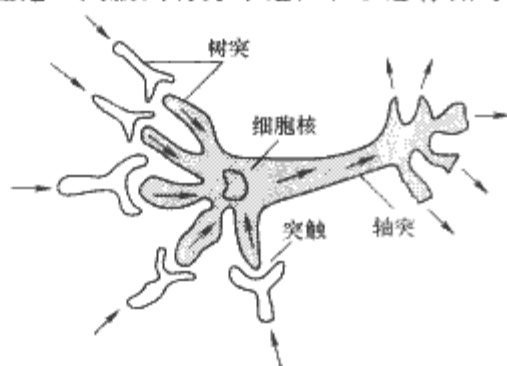


图 5.6-1 生物神经元结构

2.2 人工神经元

人工神经元完全模拟生物神经元,其结构如图 5.6-2 所示。每个输入信号都经过一个权重送至累加节点,权重的作用类似于生物神经元中的突触,它可正可负、可大可小,对应于生物神经元中的激励和抑制、强和弱。累加节点把带权重的输入信号累加,并加上一个偏置信号,然后经过一个非线性激励函数产生一个输出信号,即

$$y = f(s) = f\left(\sum_{k=1}^n w_k x_k + b\right) \quad (5.6-1)$$

2.3 激励函数

常见的神经元激励函数主要有线性、阈值、符号、s 型和双曲正切函数,如图 5.6-3 所示,其中参数 α 为敏感度增

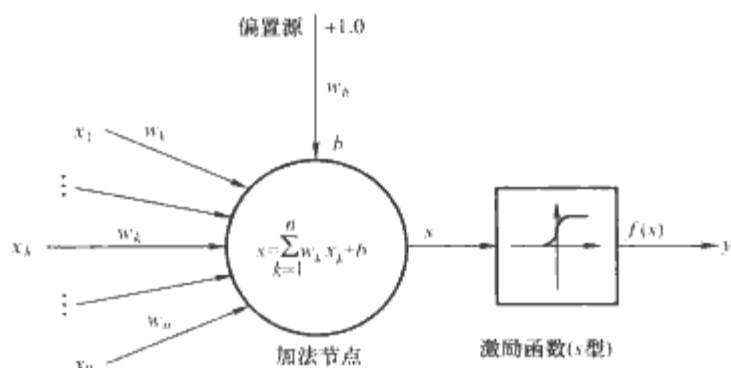


图 5.6-2 人工神经元结构

益。图 5.6-3(a)所示为双向线性函数,其输出与输入呈线性关系,但当输入达到一个很大值时,输出将会是饱和值 ± 1 ;图 5.6-3(b)所示为单向阈值函数, $s > 0$ 时输出逻辑 1, $s < 0$ 时输出逻辑 0,在 s 中引入偏置可以改变阈值,带有阈值型激励函数的单个神经元称为单层感知器;图 5.6-3(c)所示为双向符号函数; $s > 0$ 时输出 $+1$, $s < 0$ 时输出 -1 ,具有符号型激励函数的单个神经元称为 Adaline;图 5.6-3(d)所示为单向 s 型函数;图 5.6-3(e)所示为双向双曲正切函数,均连续可微,如果敏感度增益无穷大,则单向的线性和 s 型函数将接近阈值函数,而双向的线性和双曲正切函数将接近符号函数。

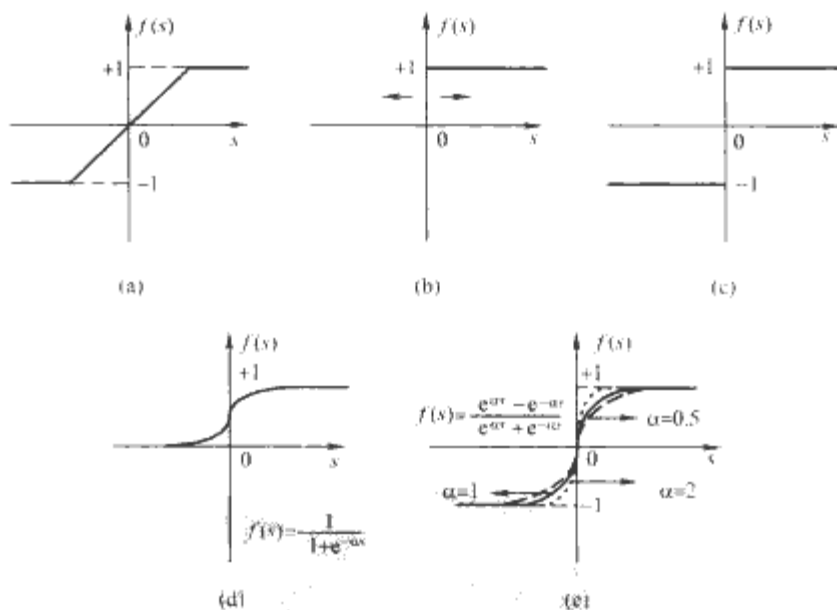


图 5.6-3 人工神经元激励函数

(a) 线性函数; (b) 阈值函数; (c) 符号函数;
(d) s 型函数; (e) 双曲正切函数

激励函数具有挤压功能,可以将神经元的动态运算限制在渐近值范围内。同时,非线性激励函数为神经元提供了非线性的传输特性,可以实现非线性的输入/输出映射;如果选择线性激励函数,这种非线性特性将会失去。

3 神经网络

神经元相互连接就形成神经网络,生物神经元的相互连接机理尚不十分清楚,但已提出多种神经网络模型。根据信号流向的不同,这些模型可以分成前馈网络和递归网络两大

类,前馈网络中的信号只能由一个神经元向前传递到下一个神经元,而递归网络中的信号可以前向、反向或横向传递。

前馈网络主要包括感知器、Adaline 和 Madaline 模型、反向传播网络、径向基函数神经网络、普通回归网络、模块神经网络、学习相量量化网络、随机神经网络和模糊神经网络等。而递归网络主要包括 Hopfield 神经网络、Boltzmann 机、Kohonen 自组织特征映射、循环网络、脑中盒、自适应共振理论网络和双向联想记忆网络等。

根据神经网络模拟的对象是静态还是动态系统,又可将它划分为静态和动态网络。已经证明,任何能够被递归网络解决的问题也可以被带有适当外部连接的前馈网络解决,因此,只需讨论那些常用的,尤其是在电力电子与电力传动领域中得到应用的神经网络。目前,90%的应用是采取前馈网络结构,特别是反向传播网络。

3.1 前馈神经网络

前馈神经网络也称为多层感知器网络,通常由输入层、隐含层和输出层神经元组成。输入层神经元个数与输入信号个数相等,且具有单位斜率的线性激励函数,一般由一量化因子将输入信号归化为单位值;隐含层的作用在于连接输入、输出层,可以有多层隐含层,隐含层的层数及每层神经元的数量根据待解决问题的复杂程度而定;输出层神经元个数与输出信号相等,单位输出信号也将经过反标么化转化为实际量;偏置源提供信号到隐含层,并通过一个权重供给到输出层。

3.1.1 前馈神经网络的结构

图 5.6-4 所示为 3-5-2 前馈神经网络结构。它有 3 个输入、5 个隐含和 2 个输出神经元,神经元用圆圈表示,包含具有激励函数的神经元累加节点,神经元之间的连接用连线表示,突触的权重通常标在连线的附近,连线只是向前传递信号,这些信号既可以是离散或连续信号,也可以是单向或双向信号,单极性输出时通常采用 s 型激励函数将输出限制为逻辑形式,而在双极性输出时通常采用双曲正切激励函数将输出限制在 $[-1, +1]$ 之间。

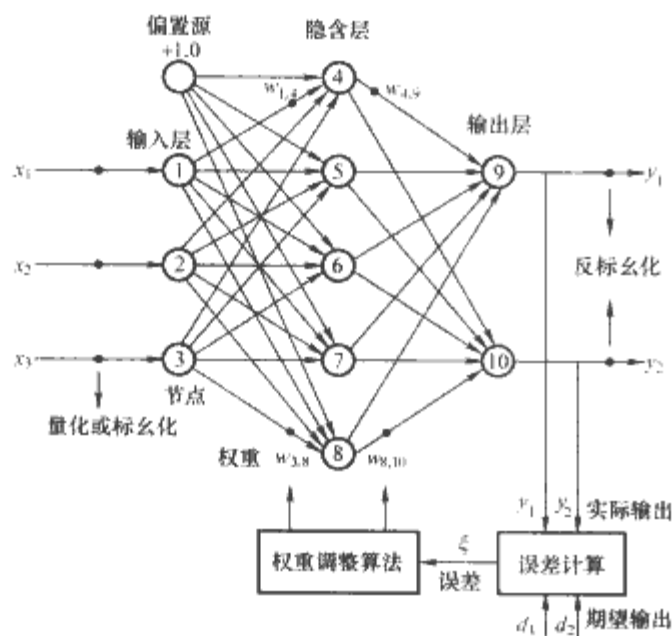


图 5.6-4 多层前馈神经网络结构示例

图 5.6-4 中,网络的某一层的每个神经元与下一层的每个神经元均一一相连,称为完全相连型网络,若并非如此,则称之为部分连接型网络。前馈神经网络实际上是一个由大量并行输入、输出构成的快速多维计算系统,采用分布并行计算方式,可以采用模拟、数字 ASIC 芯片或高速 DSP 实现

神经网络计算。

3.1.2 前馈神经网络的训练

网络的结构容易提出,但若没有一个很好的学习算法,它将毫无用处。神经网络的训练比较复杂,也是现在研究的热点。一般而言,神经网络主要有三种常用的学习方法,即有监督学习、无监督学习和增强型学习方法。有监督学习是指对于给定的输入模式,期望的输出模式和实际输出模式之间的误差,通过训练算法调整权重使得误差最小,从而达到模式匹配,由权重构成的分布式智能使得它具有学习能力。有监督学习必须使用大量的输入、输出样本数据,训练结束后,不仅可以使输入、输出的样本完全匹配,而且内插的和一定数量外插的输入、输出模式也能匹配。无监督学习算法则是根据一定的输入自行组织自己,从而达到对输入的规划。而在增强型学习方法中,学习性能由一个评价系统确定。在以上三种学习方法中,有监督学习方法应用最为广泛。

神经网络具有模式识别特性,可以对每个输入模式联想出相应的输出模式,能实现输入、输出的非线性映射,这是由神经网络的非线性特性决定的。神经网络还具有容错性,因为知识或智能分散在整个网络中,并采用并行计算方法,若干权重的错误或几个连接的错误不会影响网络的工作,只会导致性能略有下降,而采用串行运算方式的传统数字计算机容易产生灾难性错误。

3.1.3 反向传播训练

反向传播是多层前馈网络最流行的训练方法,是 Delta 学习规则的改进,图 5.6-5 所示为反向传播训练算法的一般流程。首先确定网络的拓扑形式及层数、隐含层的神经元个数和激励函数,输入、输出的样本数据可以通过实验或系统仿真得到,为避免网络刚开始训练就出现饱和现象,使用可正可负的随机权重初始化网络。然后用一个输入样本通过前向计算得到相应的输出,并与期望的输出比较,从而改变权重使得计算得出的输出模型与期望的输出模型之间的误差小到可以接受,对所有的样本都进行类似的训练使得所有的样

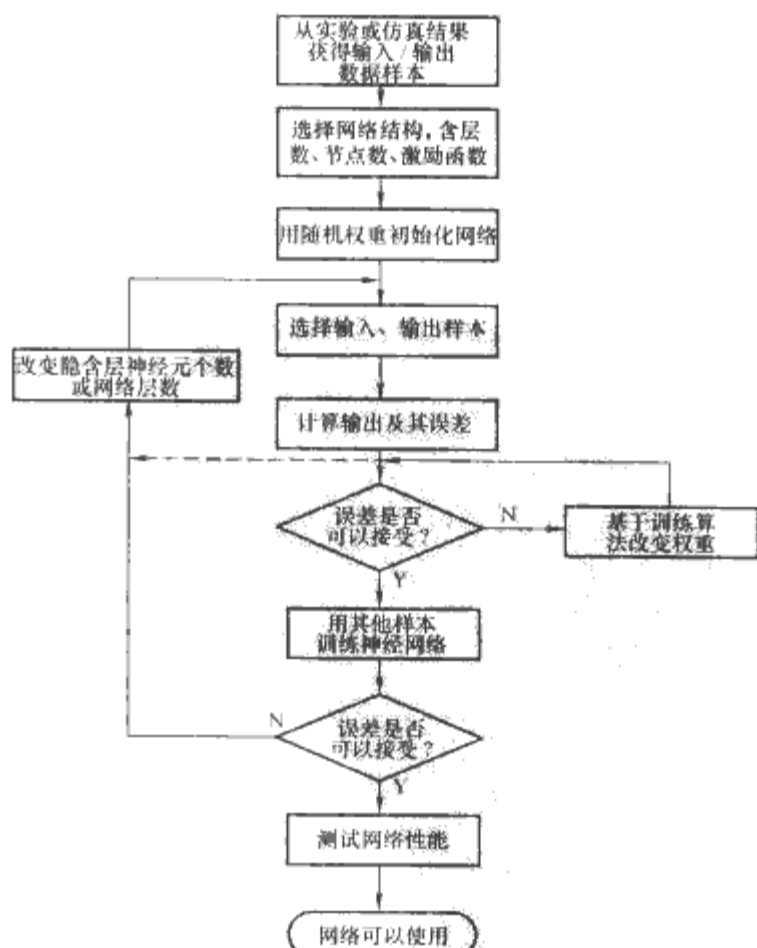


图 5.6-5 前馈神经网络的反向传播训练流程图

本都能达到匹配。如果训练误差不能充分收敛,就需改变隐含层的神经元个数,或增加隐含层数。

顺序训练模式一次选择一个样本进行训练,更新一次权重,也可以一次选取所有样本进行训练,直到处理完所有样本后再重新更新一次权重,即批训练模式。为减小训练误差,通过梯度下降方法来调整权重,从输出层的权重更新开始,通过不断的迭代产生新的权重,所谓反向计算。每次计算包括一次前向通路和一次反向通路的计算,记为一个迭代周期。

3.1.4 反向传播算法

图 5.6-6 所示为一个一般化的三层网络,假设输入层、隐含层和输出层神经元数目分别为 n 、 p 和 q 个,网络无偏置,输入层无激励函数,隐含和输出层均采用 s 型激励函数,输入和输出矢量分别为 \mathbf{X} 和 \mathbf{Y} ,下面将分别推导反向传播算法中输出和隐含层神经元权重的计算公式。

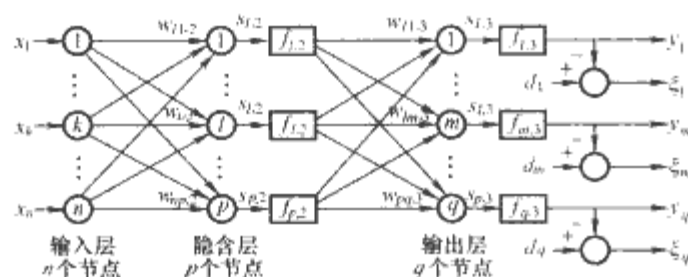


图 5.6-6 三层神经网络的反向传播训练算法示例

3.1.4.1 输出层神经元的权重计算

不失一般性,考察输出层神经元 m ,其中,隐含层神经元 l 的输出信号 $f_{l,2}$ 通过权重 $w_{lm,3}$ 与之相连,则神经元 m 训练误差的目标函数为

$$\xi_m = (d_m - y_m)^2 \quad (5.6-2)$$

式中: d_m 为目标值; y_m 为输出信号 $f_{m,3}$ 。如果所有输入信号不变,随着权重 $w_{lm,3}$ 的变化,输出 $f_{m,3}$ 及其 ξ_m 也将发生变化,根据梯度下降方法,为使目标函数最小,权重的变化与目标函数对该权重的偏导具有线性关系,即有

$$\Delta w_{lm,3} = -\eta \frac{\partial \xi_m}{\partial w_{lm,3}} = -\eta \frac{\partial \xi_m}{\partial f_{m,3}} \frac{\partial f_{m,3}}{\partial S_{m,3}} \frac{\partial S_{m,3}}{\partial w_{lm,3}} \quad (5.6-3)$$

式中: η 为表征学习效率的常数,而各项偏微分为

$$\frac{\partial \xi_m}{\partial f_{m,3}} = -2(d_m - f_{m,3}) = -2\xi_m \quad (5.6-4)$$

$$\frac{\partial f_{m,3}}{\partial S_{m,3}} = \frac{\partial}{\partial S_{m,3}} \left(\frac{1}{1 + e^{-\alpha S_{m,3}}} \right) = \alpha f_{m,3} (1 - f_{m,3}) \quad (5.6-5)$$

$$\frac{\partial S_{m,3}}{\partial w_{lm,3}} = \frac{\partial}{\partial w_{lm,3}} \left(\sum_{l=1}^p w_{lm,3} f_{l,2} \right) = f_{l,2} \quad (5.6-6)$$

式中: α 为激励函数的敏感度增益,将式 (5.6-4)、式 (5.6-5) 和式 (5.6-6) 代入式 (5.6-3) 有

$$\Delta w_{lm,3} = \eta \delta_{lm,3} f_{l,2} \quad (5.6-7)$$

其中

$$\delta_{lm,3} = 2\alpha (d_m - f_{m,3}) f_{m,3} (1 - f_{m,3}) = 2\xi_m \frac{\partial f_{m,3}}{\partial S_{m,3}} \quad (5.6-8)$$

因此,权重的更新计算公式为

$$w_{lm,3}(k+1) = w_{lm,3}(k) + \Delta w_{lm,3} \quad (5.6-9)$$

可以看到,由于 $f_{l,2}$ 的值已知,而 η 和 α 指定,通过式 (5.6-9) 可以逐步调整神经元 l 和 m 之间的权重,类似的过程可被用来调整输出层的所有权重,使得训练误差的平方最小。学习效率 η 决定了算法的收敛速度,即达到最优点的快慢,通常选择自适应学习速度,即开始时 η 较大,然后逐渐

减小。

应用梯度下降方法进行权重优化的问题之一是存在局部极小,即该算法收敛到局部最优点,而非全局最优点,这可以通过加入动量项予以解决,即

$$w_{lm,3}(k+1) = w_{lm,3}(k) + \Delta w_{lm,3} + \mu [w_{lm,3}(k) - w_{lm,3}(k-1)] \quad (5.6-10)$$

式中: μ 为动量因子。为解决反向传播算法收敛速度慢和局部极小问题,还可以考虑采用高阶导数法、共轭梯度法、递推最小二乘法、神经元空间搜索法等其他方法和措施。

3.1.4.2 隐含层神经元的权重计算

由于没有直接的目标值用于误差计算,隐含层神经元的权重计算要复杂得多,输出相量的误差必须一层一层向后传播依次调整每层的权重。由于隐含层权重的改变将影响所有输出层的输出,此时目标函数应该考虑所有方差之和,即

$$\xi = \sum_{m=1}^q \xi_m = \sum_{m=1}^q (d_m - f_{m,3})^2 \quad (5.6-11)$$

同样,根据梯度下降方法,为使训练方差和最小,有

$$\begin{aligned} \Delta w_{kl,2} &= -\eta \frac{\partial \xi}{\partial w_{kl,2}} \\ &= -\eta \sum_{m=1}^q \frac{\partial \xi_m}{\partial f_{m,3}} \frac{\partial f_{m,3}}{\partial S_{m,3}} \frac{\partial S_{m,3}}{\partial f_{l,2}} \frac{\partial f_{l,2}}{\partial S_{l,2}} \frac{\partial S_{l,2}}{\partial w_{kl,2}} \end{aligned} \quad (5.6-12)$$

等式右边的前 2 项分别见式 (5.6-4)、式 (5.6-5),其他各项偏微分为

$$\frac{\partial S_{m,3}}{\partial f_{l,2}} = \frac{\partial}{\partial f_{l,2}} \left(\sum_{l=1}^p w_{lm,3} f_{l,2} \right) = w_{lm,3} \quad (5.6-13)$$

$$\frac{\partial f_{l,2}}{\partial S_{l,2}} = \alpha f_{l,2} (1 - f_{l,2}) \quad (5.6-14)$$

$$\frac{\partial S_{l,2}}{\partial w_{kl,2}} = x_k \quad (5.6-15)$$

由式 (5.6-4)、式 (5.6-5)、式 (5.6-13)、式 (5.6-14) 和式 (5.6-15) 可以得到

$$\Delta w_{kl,2} = -\eta x_k \sum_{m=1}^q \delta_{lm,3} w_{lm,3} \frac{\partial f_{l,2}}{\partial S_{l,2}} \quad (5.6-16)$$

其中

$$\delta_{lm,3} = -2\alpha \xi_m f_{m,3} (1 - f_{m,3}) \quad (5.6-17)$$

因此,权重的更新计算公式为

$$w_{kl,2}(k+1) = w_{kl,2}(k) + \Delta w_{kl,2} \quad (5.6-18)$$

式中:所有参数值均已知,所有隐含层的权重都可用类似的方法调整。当一个样本训练完毕后,采用其他样本重复进行类似训练, p 个样本总的累积目标函数为

$$\xi = \sum_{p=1}^p \sum_{m=1}^q \xi_m \quad (5.6-19)$$

当 ξ 减小到期望值时,网络的训练结束,此时的权重可以应用于实际。

由此可见,网络的训练计算量大而且耗时,必须借助计算机编程实现。近年来,反向传播算法也有许多演变和改进,以减小存储器大小,提高运算速度,如 MATLAB 神经网络工具箱中的 Levenberg Marquardt 算法等。

3.1.5 在线训练

神经网络的训练通常由计算机离线完成,训练结束后网络权重保持不变,但在许多电力电子控制的应用中,网络必须模拟非线性时变函数,需要网络权重可以随着系统参数和运行环境的变化而做适应性改变。如果对处理速度要求并不是非常快,则可以首先在标准系统参数下离线训练网络,然后采用高速 DSP 在线迭代更新权重,扩展 Kalman 滤波训练

算法可以有效地用于在线和离线学习,而随机权重调整算法可以提高在线训练速度。

3.2 径向基函数神经网络

径向基函数神经网络与反向传播神经网络结构基本相同,如图 5.6-7 所示,它一般只有三层,输入层通常无激励函数,输出层神经元具有线性特性,而隐含层的激励函数采用径向基函数,通常是一种高斯函数,即

$$f = e^{-\frac{(x-\mu)^2}{\sigma^2}} \quad (5.6-20)$$

式中: x 为输入矢量; μ 为置信域的中心点; σ 为置信域宽度。所有激励函数的 μ 和 σ 通常是交错的,如果 x 位于 μ 处,那么相应的隐含层的节点将被激活,如果 x 位于两个置信域中心之间且在它们的置信域宽度 σ 之内,那么两个节点将被部分激活,如果 x 远离所有置信域,那么网络输出只是其偏置量。在实际设计中,选取恰当的参数使得激励函数的置信域有所重叠,从而保证每个输入量都能部分激活几个径向基神经元,但又不至于使所有的径向基神经元同时被某个输入量高度激活。

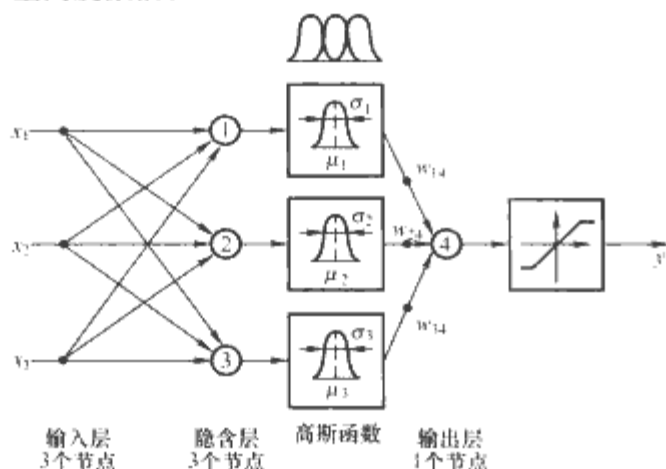


图 5.6-7 置信域重叠的径向基函数神经网络示例

相对于反向传播网络的全局匹配,径向基函数神经网络只会产生局部匹配。径向基函数神经网络的优点在于它的训练比反向传播网络更快更容易,激励函数的 μ 和 σ 在训练开始时赋予初值,然后运用反向传播算法训练其连接权重。

3.3 Kohonen 自组织特征映射网络

人类大脑中不同的感官输入,如视觉、听觉、触觉、运动神经等,分别作用着大脑皮层不同的局部区域,依据这一特性可以建立 Kohonen 自组织特征映射网络,如图 5.6-8 所示。自组织特征映射网络的训练采用竞争学习方法,网络中的神经元相互竞争以被激励,在任意时刻只有一个或一组神经元被开启使用,具有拓扑映射特性,输入模型的内在特性对应于神经元的空间位置,即对于不同的输入模式有选择地

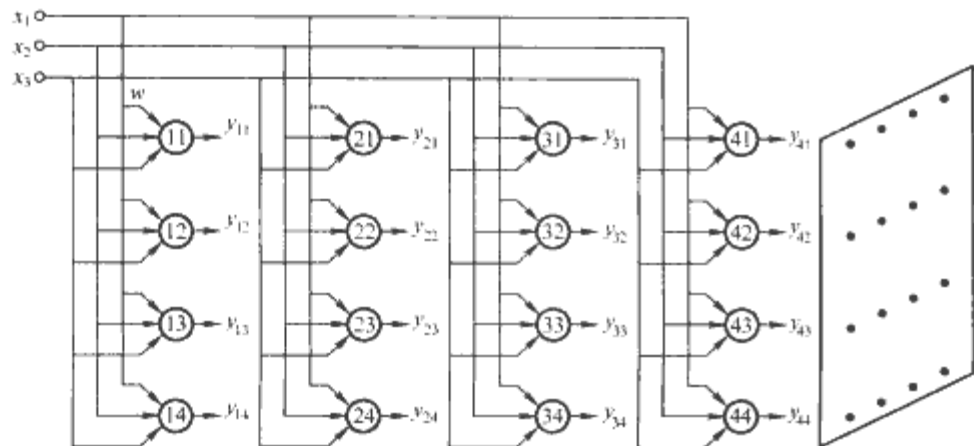


图 5.6-8, Kohonen 自组织特征映射网络示例

开通不同的神经元,不同位置的神经元的开通对应不同的规则。

3.4 递归神经网络

前馈神经网络能实现输入、输出的静态非线性映射,即任意时刻的输出只取决于该时刻的输入,但很多应用要求神经网络能模拟动态系统,动态神经网络主要有递归和时滞神经网络两种。

递归神经网络的输出信号经过延时反馈到输入层,网络的输出不仅取决于当前的输入信号,还与前一刻的输入有关,因此能模拟暂时的动作,如图 5.6-9 所示。假设递归神经网络有 n 个输出神经元和 m 个外部输入神经元,则 k 时刻总输入矢量为

$$U(k) = [u_1(k) \cdots u_{n+m}(k)]^T \\ = [y_1(k) \cdots y_n(k) \quad x_1(k) \cdots x_m(k)]^T \quad (5.6-21)$$

k 时刻第 j 个神经元的输出可表示为

$$q_j(k) = \sum_{i=1}^{n+m} w_{ij}(k) u_i(k) \quad (5.6-22)$$

式中: w_{ij} 为第 i 个输入神经元和第 j 个输出神经元之间的连接权重,可用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} q_1 \\ \vdots \\ q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & \cdots & w_{(n+m)1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{1n} & \cdots & w_{(n+m)n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_{n+m} \end{bmatrix} \quad (5.6-23)$$

经过激励函数作用后第 j 个神经元的输出为

$$y_j(k+1) = f(q_j(k)) \quad (5.6-24)$$

式 (5.6-23) 和式 (5.6-24) 就构成反馈神经网络的动态模型。

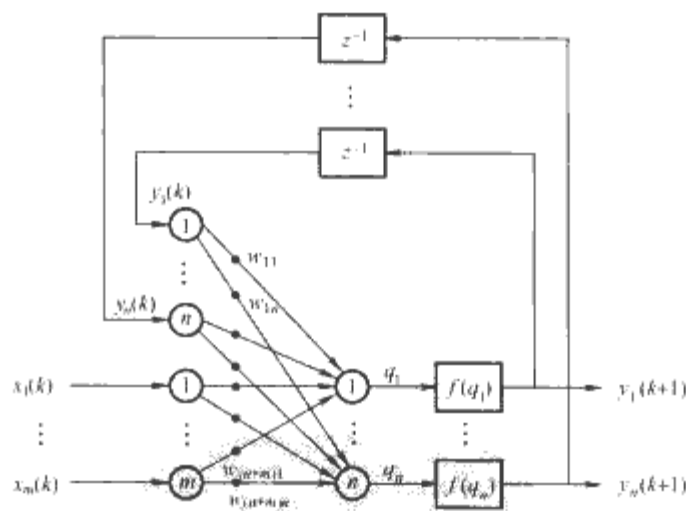


图 5.6-9 递归神经网络示例

递归神经网络的训练远比前馈神经网络的训练复杂,可用 EKF 算法来训练前馈和递归网络。与反向传播算法相比, EKF 算法能大大减少训练时间和样本数据。递归网络的训练可视为参数辨识问题, k 时刻网络期望输出为

$$d(k) = [d_1(k) \quad d_2(k) \quad \cdots \quad d_n(k)]^T \quad (5.6-25)$$

此时网络实际输出为

$$h(k) = [f(q_1) \quad f(q_2) \quad \cdots \quad f(q_n)]^T \quad (5.6-26)$$

误差矢量可表示为

$$\xi(k) = d(k) - h(k) \quad (5.6-27)$$

定义神经网络训练的评价函数如下

$$E(k) = \frac{1}{2} \xi(k)^T S(k) \xi(k) \quad (5.6-28)$$

式中: $S(k)$ 为用户定义的非负定权重矩阵。EKF 算法的网络训练过程如下:

(1) 在 k 时刻, 输入信号和反馈节点输出通过网络传播, 计算网络实际输出 $h(k)$ 。

(2) 比较 $h(k)$ 和 $d(k)$, 计算误差矢量 $\xi(k)$ 。

(3) 写出 $f(q)$ 每个元素相对于网络权重的偏微分, 可用 $m \times n$ 维矩阵 $H(k)$ 表示如下

$$H(k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(q_1)}{\partial w_{11}} & \cdots & \frac{\partial f(q_n)}{\partial w_{1n}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f(q_1)}{\partial w_{(n+m)1}} & \cdots & \frac{\partial f(q_n)}{\partial w_{(n+m)n}} \end{bmatrix} \quad (5.6-29)$$

(4) 被估计值 $w(k)$ 和 $P(k)$ 由以下全局 EKF 递归方程进行更新

$$A(k) = [\eta(k)S^{-1}(k) + H^T(k)P(k)H(k)]^{-1} \quad (5.6-30)$$

$$K(k) = P(k)H(k)A(k) \quad (5.6-31)$$

$$\hat{w}(k+1) = \hat{w}(k) + K(k)\xi(k) \quad (5.6-32)$$

$$P(k+1) = P(k) - K(k)H^T(k)P(k) + Q(k) \quad (5.6-33)$$

式中: $\eta(k)$ 为标量式学习参数; $K(k)$ 为 Kalman 增益; $P(k)$ 为模拟网络中两个权重之间相互关系的误差协方差矩阵; $Q(k)$ 为减弱训练过程中噪声影响的对角型协方差矩阵, 该矩阵有助于避免算法不收敛和陷入局部极小。

3.5 时滞神经网络

时滞神经网络也可用于非线性动态系统的辨识和控制, 图 5.6-10 所示为一种单输入、单输出时滞神经网络, 一个输入信号通过 n 个延时环节后得到一组神经网络输入, 当前和过去的信号都通过网络传播。任何非线性单输入、单输出动态系统都可用时滞输入、时滞输出和时滞反馈的适当组合形式进行建模。

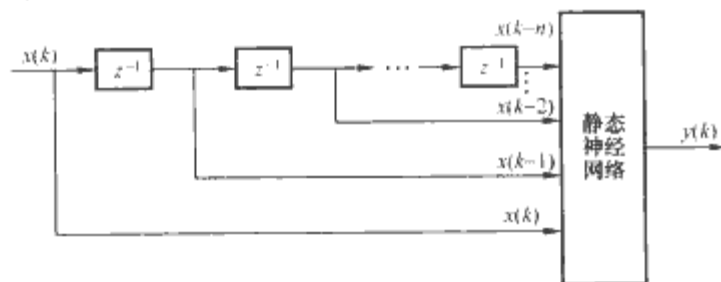


图 5.6-10 时滞神经网络示例

时滞神经网络的训练可采用并联或串-并联模式。在并联方式中, k 时刻对象的目标输出和网络的计算输出进行比较, 根据误差 $\xi(k)$ 采用动态反向传播算法更新网络权重, 但误差并不总是能收敛, 训练可能失败。而在串-并联方式中, 对象的输出而非辨识模型的输出反馈到辨识模型中, 采用静态反向传播算法更新网络权重, 这通常能使误差收敛并得到满意的辨识结果, 但如果训练精度不够, 则神经网络模型可能不稳定。

神经网络不仅能辨识对象的前向模型, 也能辨识对象的逆模型。此时, 对象的输出数据作为网络的输入, 网络的计算输出与系统输入数据比较, 根据所得到的误差训练网络, 当训练符合要求后, 神经网络模型就表示对象模型的逆

模型。

4 神经网络设计方法

综上所述, 神经网络一般的设计步骤可以概括如下:

(1) 分析问题, 考虑其他方案, 是否适合采用神经网络来解决。

(2) 选择合适的神经网络。如果只用来表示静态函数, 一个三层的前馈网络就足够了; 而对于动态函数, 可选择递归或者时滞网络。

(3) 确定神经网络输入层、隐含层和输出层节点。输入和输出节点数分别与输入和输出信号数量相同, 而对于前馈网络, 隐含层神经元个数通常为输入和输出神经元个数的平均值。

(4) 通过实验或仿真结果产生输入、输出数据训练样本。

(5) 选择输入量化因子以标幺化输入信号, 选择相应的输出量化因子将输出反标幺化。

(6) 选择激励函数。单极性输出通常选择 s 型函数, 双极性输出通常选择双曲正切函数。

(7) 选择合适的开发系统, 如 MATLAB 中的神经网络工具箱。

(8) 选择合适的学习速率 η 和动量因子 μ 。

(9) 选择可接受的训练误差 ξ 和训练迭代次数, 确定训练结束标志。

(10) 网络训练结束后, 选取一些中间数据点测试网络性能。

(11) 下载权重, 用软、硬件实现所得到的神经网络。

5 神经网络在电力电子控制中的应用

在电力电子与电力传动领域, 神经网络已经开始应用于各种控制、辨识和估计问题, 主要包括一维或多维表格的查询、变流器的 PWM 实现、神经网络自适应 PI 控制器、无延时滤波、矢量控制中的矢量变换和逆变换、传动系统模型参考自适应控制、传动系统反馈信号估计、在线故障诊断、畸变波形估计、波形的 Fourier 分析等, 下面给出一些具体的应用实例。

5.1 神经网络在直-直变流器中的应用

直-直变流器工业应用最普遍, 因其开关动作, 本质上是时变系统, 通常采用常规的 PI 方法构成控制器。PI 控制器对系统参数变化非常敏感, 为提高系统的鲁棒性, 有必要引入滑模控制技术和神经网络控制器来有效地增强系统性能。直-直变流器开关频率固定, 可以利用状态空间平均方法计算占空比, 使变流器工作在滑模状态, 无论负载和输入电压变化如何, 强迫状态变量停留在滑模面。但对某些直-直变流器而言, 占空比的计算公式非常复杂, 而且高度非线性, 如果采用数字处理器作为控制器, 反馈延时将导致系统性能下降甚至不稳定, 因此用模拟元器件硬件实现神经网络控制器, 不仅可以提高系统响应速度, 还能降低系统的复杂性。

以 Cuk 变流器为例, 如图 5.6-11 所示, 采用状态空间

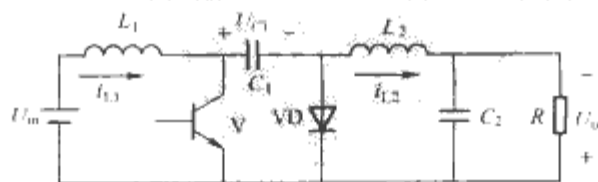


图 5.6-11 Cuk 变流器

平均方法,变流器状态方程为

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= -\frac{1-d}{L_1}u_{C1} + \frac{1}{L_1}u_{in} \\ \frac{du_{C1}}{dt} &= \frac{1-d}{C_1}i_{L1} - \frac{d}{C_1}i_{L2} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{d}{L_2}u_{C1} - \frac{1}{L_2}u_{C2} \\ \frac{du_{C2}}{dt} &= \frac{1}{C_2}i_{L2} - \frac{1}{RC_2}u_{C2} \end{aligned} \right\} \quad (5.6-34)$$

式中: i_{L1} 、 u_{C1} 、 i_{L2} 、 u_{C2} 为状态平均变量; d 为占空比; u_{in} 为输入电压; u_o 为输出电压 $u_o = u_{C2}$ 。设 k 为输出电压指令,则状态空间中的滑模面为 $u_{C2} = k$,滑模控制律为

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_{C2}}{dt} &< 0, u_{C2} > k \\ \frac{du_{C2}}{dt} &> 0, u_{C2} < k \end{aligned} \right\} \quad (5.6-35)$$

满足滑模控制律的一阶路径为

$$\frac{du_{C2}}{dt} = -\lambda(u_{C2} - k) \quad (5.6-36)$$

式中: λ 为收敛因子,为正实数。利用 Lyapunov 方法可以证明,变流器的状态空间平均滑模控制是绝对稳定系统,控制器将强迫系统沿式 (5.6-36) 规定的路径滑动,如果选择 $-\lambda$ 为平均系统主导极点的实部,则系统偏离滑动路径最小。联立式 (5.6-36) 与式 (5.6-34) 可以计算 Cuk 变流器滑模控制的占空比为

$$d = 1 - \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (5.6-37)$$

其中 a 、 b 、 c 与系统参数有关

$$\left. \begin{aligned} a &= -u_{in} - u_{C2} + \lambda \left(\frac{1}{R} - C_1\lambda \right) (L_1 + L_2)(u_{C2} - k) \\ b &= u_{in} - 2L_1\lambda \left(\frac{1}{R} - C_1\lambda \right) (u_{C2} - k) \\ c &= \left\{ L_1\lambda \left(\frac{1}{R} - C_1\lambda \right) + \right. \\ &\quad \left. L_1C_2\lambda^2 \left[1 - L_2\lambda \left(\frac{1}{R} - C_1\lambda \right) \right] \right\} (u_{C2} - k) \end{aligned} \right\} \quad (5.6-38)$$

稳态时, $u_{C2} = k$, 并且 $a = -u_{in} - u_{C2}$, $b = u_{in}$, $c = 0$, 则 Cuk 变流器稳态占空比 d^* 为

$$d^* = \frac{u_{C2}}{u_{in} + u_{C2}} \quad (5.6-39)$$

Cuk 变流器的稳态电压增益为

$$\frac{u_o}{u_{in}} = \frac{d^*}{1 - d^*} \quad (5.6-40)$$

从式 (5.6-37) 可以看到, Cuk 变流器滑模控制占空比的计算公式比较复杂,而且在某些时刻还可能存在复数解或者超界(超出范围 $0 < d < 1$ 之外),复数解情况可以通过选择适当的收敛因子 λ 予以保证($b^2 - 4ac$ 非负,超界时则可以用上一次计算得到的正常占空比值进行替换。由于式 (5.6-37) 复杂而且非线性,用数字处理器实现 Cuk 变流器的滑模控制并不适宜,因为这不仅将放慢系统的响应速度,而且由于模数转换器的采样频率有限,也会导致信号测量上的困难,这些都可以用神经网络控制器予以克服,同时保留滑模控制动态响应快、鲁棒性强的优点。

神经网络控制器采用 6-2-1 前馈神经网络,输入层 6 个神经元,隐含层 2 个神经元,输出层 1 个神经元,激励函数

为双曲正切函数,实现式 (5.6-37) 中的平方根计算。神经网络输入为变流器输入电压 u_{in} ($24V \pm 3V$)、输出电压 u_o ($0 \sim 30V$)、输出电压指令 k ($5 \sim 30V$),神经网络输出占空比 d ($0 \sim 1$)。定义变流器输出电压方差的算术平均为目标函数,采用反向传播算法进行神经网络训练,训练误差标准定为 4%,收敛因子 $\lambda = 270$ 。

神经元可用电阻、二极管和通用运算放大器等模拟硬件近似实现,如图 5.6-12 所示,包括加法器和激励函数两部分,这实际上是用分段线性函数拟合非线性激励函数,如图 5.6-13 所示。为最大地提高拟合精度,应仔细选择转折点和折线斜率。同时,为提高激励函数精度,图 5.6-12 中的二极管 (1N4148) 都建模为一个 0.592V 的电压源和一个 26Ω 的电阻串联,并据此设定激励函数的转折点。

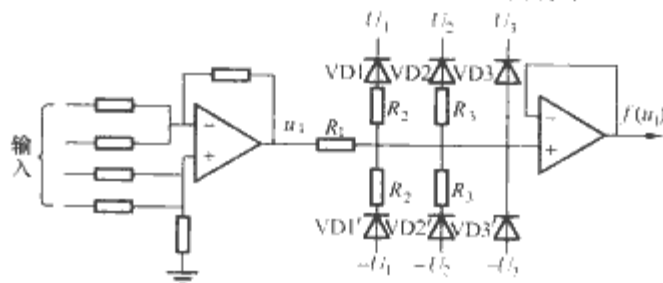


图 5.6-12 人工神经元电路

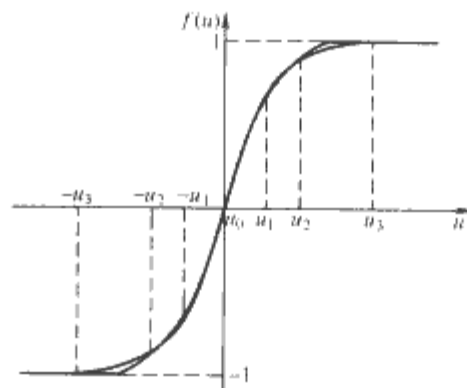


图 5.6-13 分段线性拟合非线性激励函数

考虑到神经元加法器输出信号范围在 $-1.97 \sim 1.97V$ 之间时,神经元输出不饱和,而运算放大器最大输出范围为 $\pm 15V$,为充分利用输出电压范围,提高系统分辨率,重新定义激励函数如下

$$f(u_1) = m \frac{1 - e^{-\frac{2u_1}{a}}}{1 + e^{-\frac{2u_1}{a}}}, m = 15/1.97 \quad (5.6-41)$$

鉴于滑模控制系统中只有输出反馈,而无状态变量反馈,因此要求占空比精度小于 1%,而用分段线性函数拟合非线性激励函数将使神经元输出偏离期望值,这就意味着式 (5.6-37) 中的除法运算最好不用神经网络实现,因为除法运算中的误差将直接出现在占空比的计算结果中。鉴于除法器芯片精度不够,为使控制精度更高,采用模拟乘法器实现除法运算,如图 5.6-14 所示,此时输出电压为

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{a}{a'} \right) - \frac{e}{a'} \quad (5.6-42)$$

式中: e 为乘法器乘积误差; a' 归一化为 $2a$; a 为神经网络

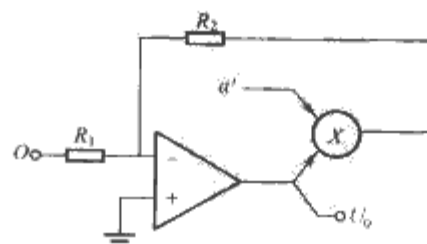


图 5.6-14 用乘法器电路实现除法运算

输出; a' 将直接影响占空比精度。在实际变流器中, 根据输入参数和控制器占空比变化范围, 从式 (5.6-38) 可以计算 a 的变化范围在 $-56 \sim -20$ 之间, 而 $a' = (7.5/56)a$, 因此 $-7.5 < a' < -2.67$, 这将进一步减小除法误差。除法电路的输出就是互补占空比 $1-d$ 或 d' , 直接送至 PWM 发生器。

综上所述, 可以构建完整的 Cuk 变流器滑模神经网络控制系统框图, 如图 5.6-15 所示, 由低通滤波器、积分器、前馈神经网络、加法器、除法器 and PWM 发生器等六部分组成。考虑到变流器输出电阻的存在将改变控制系统的工作点, 导致不期望的稳态工作误差, 这可在控制系统中加入积分器予以解决, 根据滑模控制原理, 系统在每个工作点都可视为一个一阶系统, 积分器不仅能有效地消除稳态误差, 还能显著地加快系统的动态响应速度。另外, 图 5.6-15 中低通滤波器是一个简单的无源滤波器以滤除高频纹波, 时间常数为 0.2ms 。

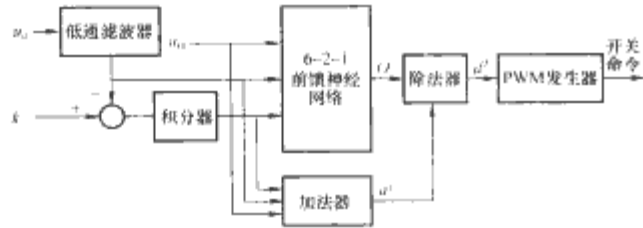


图 5.6-15 Cuk 变流器滑模神经网络控制框图

具体的 Cuk 变换流参数见表 5.6-1。

表 5.6-1 Cuk 变流器参数

u_m	L_1	L_2	C_1	C_2	R	f
24V	3mH	1.9mH	47μF	100μF	15Ω	20kHz

图 5.6-16~图 5.6-19 分别给出了 Cuk 变流器滑模神经网络控制的起动、突加负载、指令突变、输入电压突变的仿真和实验结果, 仿真步长为 $0.5\mu\text{s}$ 。

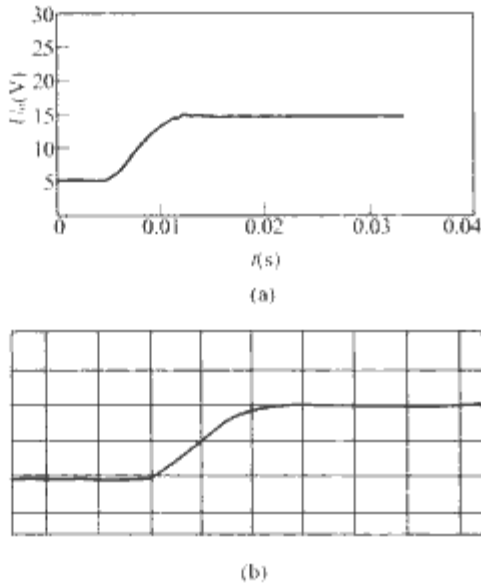


图 5.6-16 Cuk 变流器滑模神经网络控制—起动特性
(a) 仿真波形; (b) 实验波形

比较以上波形可以看到, 仿真和实验吻合得相当好, 这说明 Cuk 变流器采用滑模神经网络控制后, 系统响应特性接近于一个一阶系统, 静态误差为 0, 动态调节时间为 6ms 左右, 响应快, 超调小, 抗干扰能力强, 充分改善了系统的大信号动态特性和鲁棒性, 而且系统简单, 成本低, 性能优越, 也可用于其他类型直一直变流器输出电压的调节。

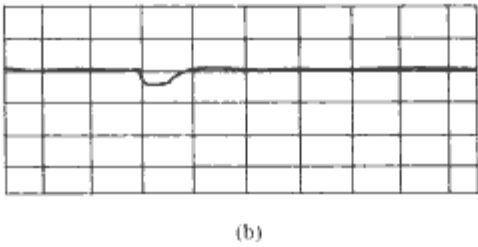
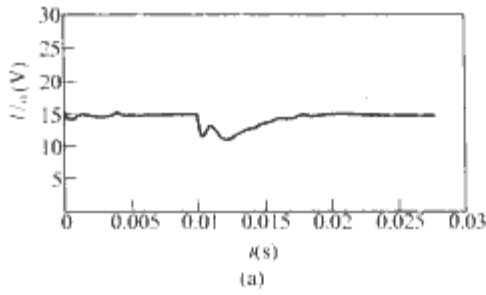


图 5.6-17 Cuk 变流器滑模神经网络控制—突加 100% 负载
(a) 仿真波形; (b) 实验波形

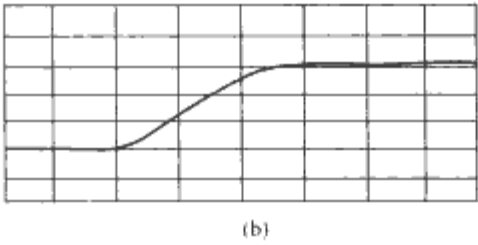
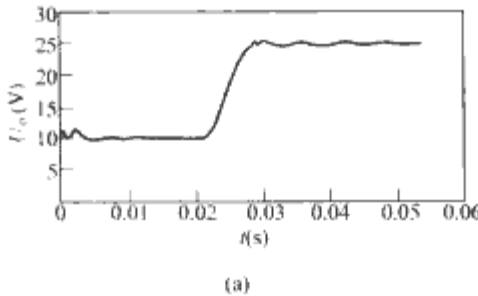


图 5.6-18 Cuk 变流器滑模神经网络控制—指令突加 150%
(a) 仿真波形; (b) 实验波形

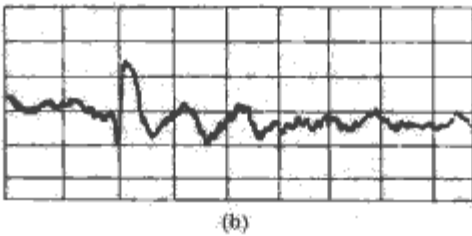
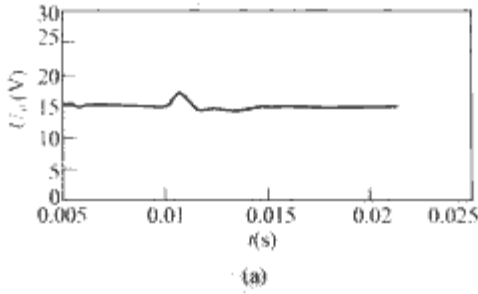


图 5.6-19 Cuk 变流器滑模神经网络控制—输入电压突减 12.5%
(a) 仿真波形; (b) 实验波形

5.2 神经网络在直—交逆变器中的应用

直—交逆变器常见于交流电力传动领域, 而直接转矩控制方案因其转矩响应快, 对电动机参数变化鲁棒性强等鲜明优点而得到广泛使用。直接转矩控制的基本思想是直接比较转矩和定子磁通指令与估计值之间的误差, 通过开

关表产生合适的电压矢量,以获得快速的转矩响应,同时增强对参数变化的鲁棒性。但是,直接转矩控制也有低速区转矩脉动大,电动机参数和转子转速变化时开关频率改变,不能保证转速控制对未建模不确定性的鲁棒性等缺点。尤其在大功率应用场合,逆变器开关频率受限,导致转矩脉动加大。

近年来,已提出各种电压矢量选择和转矩脉动最小化算法,但是转速控制性能还是受参数变化、外部负载扰动等对象未建模不确定性的影响,需要研究一种对交流电动机模型内部不确定性鲁棒稳定的转速控制器,可以在交流电动机控制中采用许多诸如自适应模糊逻辑、模糊神经网络和递归模糊神经网络等软计算方法,但递归模糊神经网络结构复杂、更新参数太多、计算量大,并不适合实时实现,而径向基函数神经网络因结构简单、非线性映射能力强等特点得到了广泛使用。

径向基函数神经网络是一种通用近似器,能实时解决多变量插值问题。但是,如果径向基函数神经网络隐含层神经元不是足够多,将存在重构误差,导致闭环控制系统收敛时间长,甚至危害系统的稳定性。为补偿重构误差,常采用类似滑模控制的附加补偿输入项,其增益可根据系统不确定性的有界常数进行计算,也可引入附加鲁棒控制项来补偿重构误差。

径向基函数神经网络包括输入、隐含和输出层,如图 5.6-20 所示。隐含层神经元采用归一化的高斯激励函数,网络输出是隐含层输出的线性组合

$$z_q = \xi_q(x) = \frac{\phi_q(x)}{\sum_k \phi_k(x)} = \frac{\exp\left(-\frac{|x-m_q|^2}{2\sigma_q^2}\right)}{\sum_k \exp\left(-\frac{|x-m_k|^2}{2\sigma_k^2}\right)} \quad (5.6-43)$$

$$\begin{aligned} y &= \sum_{q=1}^l w_q z_q \\ &= [w_1 \quad w_2 \quad \cdots \quad w_l] [z_1 \quad z_2 \quad \cdots \quad z_l]^T \\ &= W^T Z \end{aligned} \quad (5.6-44)$$

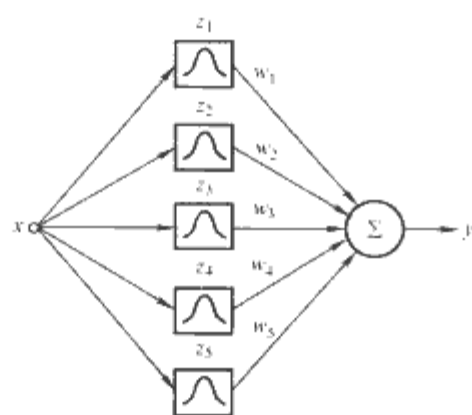


图 5.6-20 径向基函数神经网络结构

采用积分—比例控制器的传动系统框图如图 5.6-21 所示,与常规的比例—积分控制器相比,积分—比例控制器具有阶跃响应超调小、调节性能好、稳态误差为 0 等优点,其闭环传递函数如下

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{K_i}{J_m s^2 + (B_m + K_p s) + K_i} \quad (5.6-45)$$

根据图 5.6-21,用转速估计值代替其测量值,并写成状态方程,有

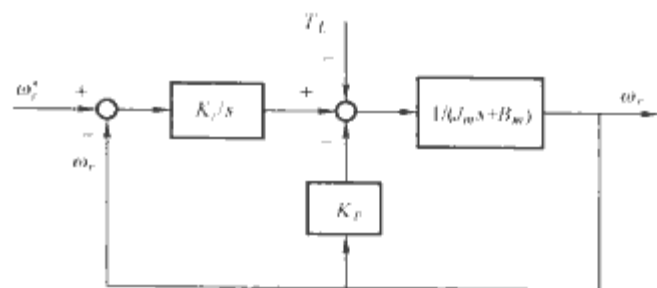


图 5.6-21 采用积分—比例控制器的传动系统框图

$$\dot{\omega}_r' = -\frac{B_m}{J_m} \omega_r' + \frac{1}{J_m} T_c - \frac{1}{J_m} T_L \quad (5.6-46)$$

$$X_q' = A_n X_q + B_n U_n + C_n T_L \quad (5.6-47)$$

式中: $X_q = \omega_r$; $A_n = -B/J_m$; $B_n = 1/J_m$; $U_n = T_c$; $C_n = -1/J_m$ 。考虑到实际交流电动机模型存在内部不确定性,有

$$\begin{aligned} X_q' &= (A_n + \Delta A_n) X_q + (B_n + \Delta B_n) U_n + C_n T_L + \rho \\ &= A_n X_q + B_n U_n + \varepsilon \end{aligned} \quad (5.6-48)$$

式中: ΔA_n 、 ΔB_n 为 A_n 、 B_n 的建模误差; U_n 为控制输入; ρ 为未建模不确定性; ε 为总的确定性。如果 ε 精确可得,则可以计算使闭环系统渐近稳定的控制输入为

$$U_n = B_n^{-1} (X_d' - A_n X_q - \varepsilon + K_x e_x) \quad (5.6-49)$$

式中: $e_x = X_d - X_q$; $X_d = \omega_r^*$; K_x 为设计常数。

将式 (5.6-49) 代入式 (5.6-48) 可得误差方程

$$\dot{e}_x + K_x e_x = 0 \quad (5.6-50)$$

如果 K_x 设计合适,则闭环系统在上述控制输入下渐近稳定, e_x 将收敛至 0。假设存在不等式 $|\zeta(t)| \leq \zeta^*$, 其中 $\zeta(t) = \varepsilon^* - \varepsilon$, ε^* 为最优建模总不确定性,而 ζ^* 为有限小常数。下一步是用径向基函数神经网络的输出来替换未知不确定性 ε ,找到自适应律来调整径向基函数神经网络和控制器的参数使得对集总不确定性的跟踪误差为 0,重写式 (5.6-49) 如下

$$U_n = B_n^{-1} (X_d' - A_n X_q - \hat{\varepsilon} + K_x e_x) \quad (5.6-51)$$

如果径向基函数神经网络扰动观测器能完全辨识未知不确定性,就能保证整个系统的渐近稳定性,但在实际系统中,不可避免存在重构误差,需要加入补偿控制,定义总控制输入 U_q 为

$$U_q = U_n + U_p = U_n + B_n^{-1} \zeta \operatorname{sgn}(e_x) \quad (5.6-52)$$

式中: U_n 由式 (5.6-51) 决定; U_p 为附加控制来补偿径向基函数神经网络的重构误差。为了推导在边界常数 ζ 、径向基函数神经网络权重 W 、补偿输入 U_p 下的自适应律,定义 Lyapunov 函数如下

$$\begin{aligned} V_e(t) &= \frac{1}{2} e_x^2 + \frac{1}{2\gamma_w} (W - W^*)^T (W - W^*) + \\ &\quad \frac{1}{2\gamma_\zeta} (\zeta - \zeta^*)^2 \end{aligned} \quad (5.6-53)$$

根据定义,转速误差的导数为

$$\begin{aligned} \dot{e}_x &= x_d' - x_q' \\ &= x_d' - [A_n x_q + B_n (U_n + U_p) + \varepsilon] \\ &= x_d' - (A_n x_q + B_n [B_n^{-1} (x_d' - A_n x_q - \hat{\varepsilon} + K_x e_x) + U_p] + \varepsilon) \\ &= -K_x e_x - B_n U_p + \hat{\varepsilon} - \varepsilon^* + \zeta \\ &= -K_x e_x - B_n U_p + (W - W^*)^T Z + \zeta \end{aligned} \quad (5.6-54)$$

从式 (5.6-54) 可以得到如下自适应律,使得 Lyapunov 函数的导数为负值

$$W' = -\gamma_w e_x Z, \quad \zeta' = \gamma_\zeta |e_x| \quad (5.6-55)$$

此时, Lyapunov 函数的导数为

$$U_e'(t) = e_x [-K_x e_x - B_n U_p + (W - W^*)^T Z + \zeta] +$$

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{\gamma_w} (W - W^*)^T W' + \frac{1}{\gamma_\zeta} (\zeta - \zeta^*) \zeta' \\
 &= -K_x e_x^2 - e_x B_n U_p + e_x (W - W^*)^T Z + e_x \zeta + \\
 & \frac{1}{\gamma_w} (W - W^*)^T W' + \frac{1}{\gamma_\zeta} (\zeta - \zeta^*) \zeta' \\
 &\leq -K_x e_x^2 - e_x B_n U_p + e_x (W - W^*)^T Z + \\
 & \frac{1}{\gamma_w} (W - W^*)^T W' + |e_x| \zeta + \frac{1}{\gamma_\zeta} (\zeta - \zeta^*) \zeta' \\
 &\leq -K_x e_x^2 \leq 0
 \end{aligned} \quad (5.6-56)$$

因此,可以得到径向基函数神经网络扰动观测器框图,如图 5.6-22 所示。

综上所述,交流电动机直接转矩控制框图如图 5.6-23 所

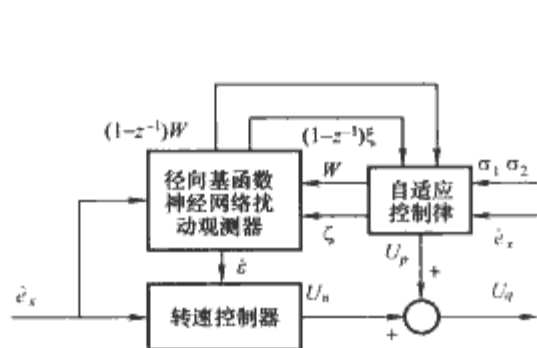


图 5.6-22 径向基函数神经网络扰动观测器框图

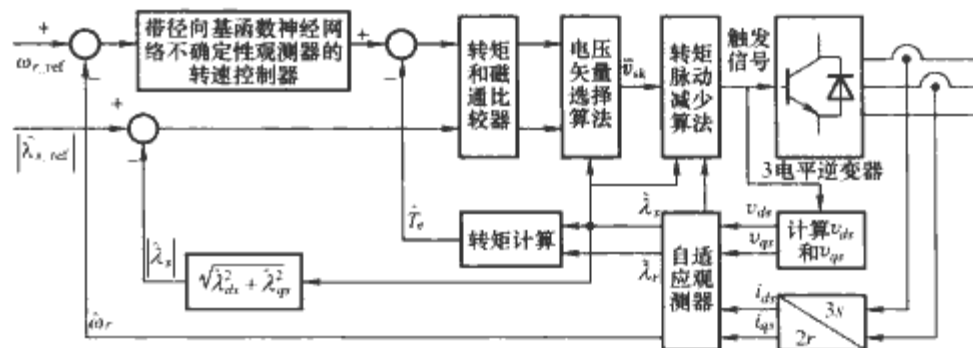


图 5.6-23 交流电动机直接转矩控制框图

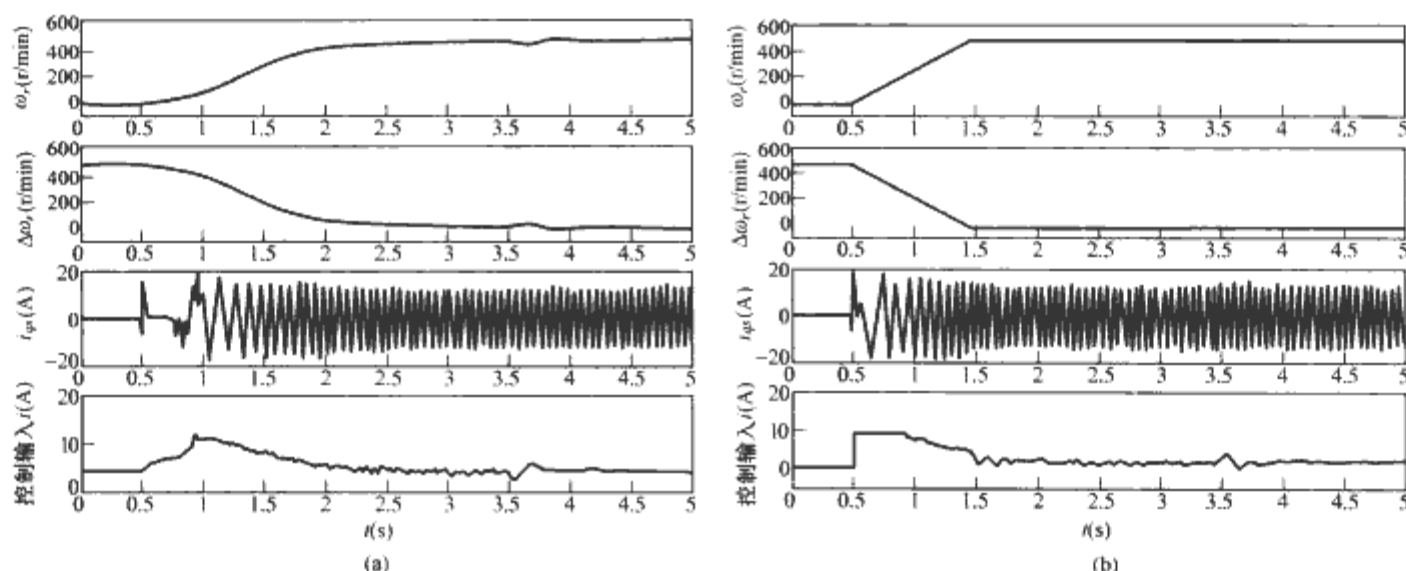


图 5.6-24 转动惯量和摩擦系数变化一半时的转速、转速误差、电流和控制输入
(a) 常规 PI 转速控制器; (b) 带径向基函数神经网络不确定性观测器的转速控制器

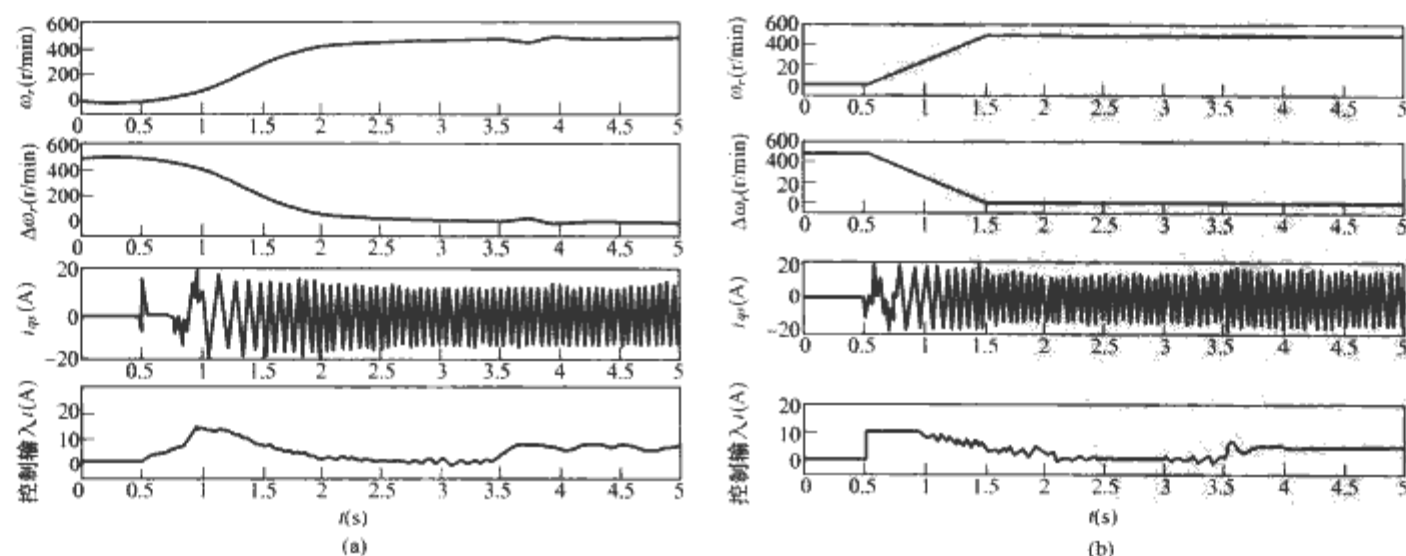


图 5.6-25 突加负载扰动 10N·m 时的转速、转速误差、相电流和控制输入
(a) 常规 PI 转速控制器; (b) 带径向基函数神经网络不确定性观测器的转速控制器

5.3 神经网络在交一直变流器中的应用

典型的交一直变流器是高频 PWM 整流器, 但由电压源型变流器组成的并联型有源电力滤波器, 因其 Boost 电路本质, 也可视为一种交一直变换。并联型有源电力滤波器能消除谐波、补偿无功、平衡三相不平衡负载, 满足各种电能质量标准的要求。并联型有源电力滤波器的控制主要包括补偿指令的产生及其跟踪控制, 神经网络已在这两方面都得到了初步使用。

图 5.6-26 所示为三相四线并联型有源电力滤波器神经网络控制原理框图。其中, 自适应神经网络由 Adaline 神经元构成, 输入是负载电压、电流, 输出是补偿电流指令, 能在线训练调整权重。前馈神经网络的输入是补偿指令和反馈信号形成的电流误差, 输出是控制电力电子静态开关的触发信号。

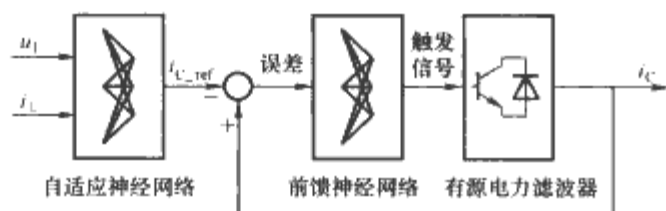


图 5.6-26 并联型有源电力滤波器神经网络控制原理框图

三相四线并联型有源电力滤波器的控制目标是在给定电网电压下, 通过控制使得电网电流瞬时范数最小地向负载提供平均功率, 同时使得中性线电流为 0, 相电流与基波相电压同相。电流范数最小及其限制条件列式如下

$$\min \left(\frac{1}{T} \int_T i^T i dt \right) \quad (5.6-57)$$

$$\frac{1}{T} \int_T u^T i dt = P_L \quad (5.6-58)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = 0 \quad (5.6-59)$$

式中: u 为基波电网电压矢量; i 为电网电流矢量; i_1 、 i_2 、 i_3 为三相电网电流; P_L 为负载平均功率。通过 Lagrange 乘法可以求得有功电流矢量为

$$i_a = \frac{P_L}{U_1^2} u_1 \quad (5.6-60)$$

式中: u_1 为零序分量的基波电网电压; U_1 为其有效值

$$u_1 = u - u_0 \quad (5.6-61)$$

$$u_0 = \left[u_0/\sqrt{3} \quad u_0/\sqrt{3} \quad u_0/\sqrt{3} \right]^T \quad (5.6-62)$$

$$u_0 = (u_{11} + u_{12} + u_{13})/\sqrt{3} \quad (5.6-63)$$

并联有源电力滤波器补偿电流矢量如下, 此时有源电力滤波器消耗的平均功率为 0

$$i_c = i - i_a \quad (5.6-64)$$

当电力系统中存在非线性负载时, 负载电流、电压波形非正弦, 如果不考虑零序分量, 可用 Fourier 级数分解为

$$u_{1L} = \sum_{n=1}^N (U_{n1} \cos n\omega t + U_{n2} \sin n\omega t) \quad (5.6-65)$$

$$i_{1L} = \sum_{n=1}^N (I_{n1} \cos n\omega t + I_{n2} \sin n\omega t) \quad (5.6-66)$$

根据式(5.6-60), 可以计算每相的电网有功电流如下

$$\begin{aligned} i_{act,1,1} &= \frac{P_L}{U_1^2} u_{1,1} = \frac{\frac{1}{T} \sum_{i=1,1,1,2,1,3} \int_0^T u_i i_i dt}{\frac{1}{T} \sum_{i=1,1,1,2,1,3} \int_0^T u_{i,1}^2 dt} u_{1,1} \\ &= \frac{\sum_{i=1,1,1,2,1,3} \langle u_i, i_i \rangle}{\sum_{i=1,1,1,2,1,3} \langle u_{i,1}, u_{i,1} \rangle} u_{1,1} \\ &= \frac{\sum_{i=1,1,1,2,1,3} \sum_{j=1}^N (U_{i,j1} I_{i,j1} + U_{i,j2} I_{i,j2})}{\sum_{i=1,1,1,2,1,3} (U_{i,11}^2 + U_{i,12}^2)} \times \\ &\quad (U_{i,11} \cos \omega t + U_{i,12} \sin \omega t) \end{aligned} \quad (5.6-67)$$

实际负载电流和基波有功电流之差就是估计的非有功电流, 可作为补偿电流指令

$$i_{c-ref,1,1} = i_{1,1} - i_{act,1,1} \quad (5.6-68)$$

因此, 为得到所需的补偿电流指令, 可用两个线性 Adaline 神经元分别估计出每相负载电压、电流的各次谐波分量, 即

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{n=1, \dots, N} (X_n \cos n\omega t + Y_n \sin n\omega t) = \\ &\quad \begin{bmatrix} X_1 & Y_1 & \dots & X_N & Y_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ \vdots \\ \cos n\omega t \\ \sin n\omega t \end{bmatrix} = W^T x(t) \end{aligned} \quad (5.6-69)$$

式中: W^T 为 Adaline 神经元的权重矢量。图 5.6-27 所示为 Adaline 神经元的离散结构及其权重更新算法, 在 $k\Delta t$ 时间处, $x(k\Delta t)$ 为信号模型, $f(k\Delta t)$ 为实际信号, Adaline 神经元考虑其权重 $W(k)$ 后得到估计信号 $f_{est}(k\Delta t)$, 信号估计误差 $e(k\Delta t)$ 送入权重更新模块得到下次权重 $W(k+1)$, 使估计误差最小。经多次迭代后, 估计信号收敛至实际信号。

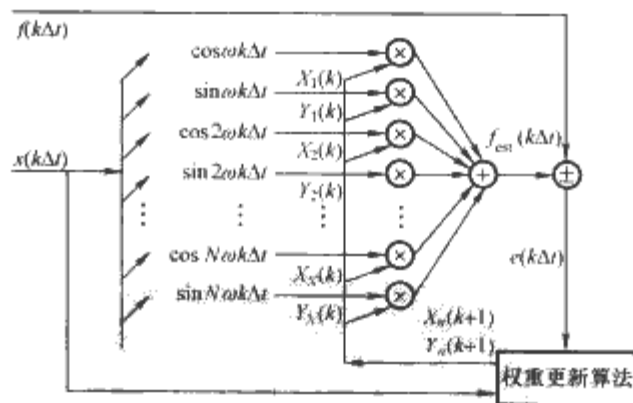


图 5.6-27 用自适应 Adaline 神经元估计非正弦信号

权重自适应算法采用 Widrow-Hoff 规则, 使估计误差的均方根值最小

$$W(k+1) = W(k) + \frac{e(k)x(k)}{x^T(k)x(k)} \quad (5.6-70)$$

式中: 标量积 $x^T(k)x(k)$ 为矢量 $x(k)$ 的范数。每次迭代时, 权重的更新与估计误差成正比。为使收敛稳定而且快速, 可以对 Widrow-Hoff 规则进行如下修正

$$W(k+1) = W(k) + \frac{ae(k)y(k)}{x^T(k)y(k)}, y(k) = \text{sgn}(x(k)) \quad (5.6-71)$$

式中： $y(k)$ 为 $x(k)$ 的符号函数。由于 $x(k)$ 是正弦信号，考虑其符号后可以提高权重更新的学习速度，减少收敛时间，但可能导致收敛不太稳定，因此需综合考虑信号及其符号，有

$$y(k) = 0.5\text{sgn}(x(k)) + 0.5x(k) \tag{5.6-72}$$

式 (5.6-71) 引入学习因子 α 使收敛更加稳定， α 与估计误差及其导数有关

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_1 e + \alpha_2 e' \tag{5.6-73}$$

利用 Adaline 神经元得到电流补偿指令后，可以应用前馈神经网络实现补偿电流的跟踪控制，如图 5.6-28 所示。输入层有 3 个神经元，隐含层有 14 个神经元，输出层有 3 个神经元。输入和隐含层采用 s 型激励函数，输出层采用线性激励函数，训练采用反向传播算法使输出误差最小。神经网络的输入是三相电流误差，输出是触发信号。

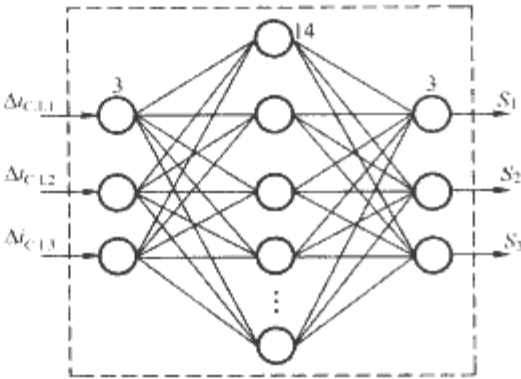


图 5.6-28 用 3-14-3 前馈神经网络组成 PWM 控制器

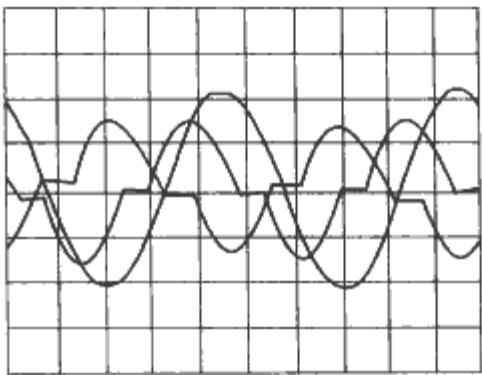
神经网络的训练规则与滞环 PWM 电流控制完全相同，如表 5.6-2 所示。训练过程用 Matlab 软件中的神经网络工具箱离线完成，训练结束的误差标准定为 0.01%。

表 5.6-2 用于神经网络训练的滞环 PWM 电流控制方式

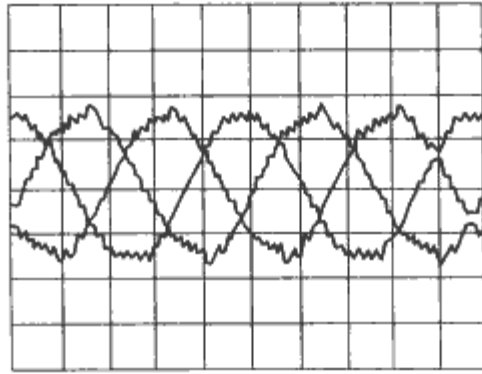
输入模式			输出模式		
$\Delta i_{c,1}$	$\Delta i_{c,2}$	$\Delta i_{c,3}$	S_1	S_2	S_3
ϵ	ϵ	ϵ	1	1	1
ϵ	ϵ	$-\epsilon$	1	1	0
ϵ	$-\epsilon$	ϵ	1	0	1
ϵ	$-\epsilon$	$-\epsilon$	1	0	0
$-\epsilon$	ϵ	ϵ	0	1	1
$-\epsilon$	ϵ	$-\epsilon$	0	1	0
$-\epsilon$	$-\epsilon$	ϵ	0	0	1
$-\epsilon$	$-\epsilon$	$-\epsilon$	0	0	0

上述 Adaline 神经元和 3-14-3 前馈神经网络都可用数字信号处理器 DS1103 编程实现，虽然损失了神经网络并行计算速度快的特点，但依然具备一定的并行工作能力，处理器采用浮点运算，主频 400MHz。

对于三相不平衡交流调压非线性负载，图 5.6-29、图 5.6-30 分别给出了电网相电流和中性线电流补偿前后的实验波形，表 5.6-3 给出了补偿前后电网电流的总谐波畸变率、基波偏移因子和功率因数。可以看到，对于三相四线并联型有源电力滤波器，采用上述神经网络控制后，可以消除电流谐波，提高功率因数，平衡电网电流，减小中性线损耗。

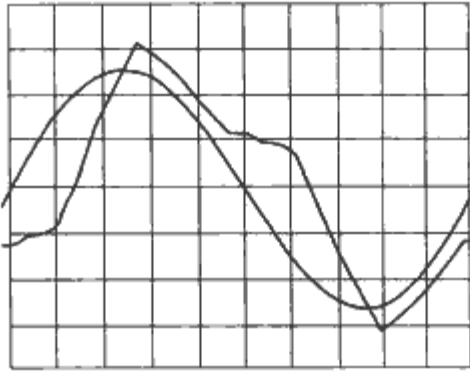


(a)

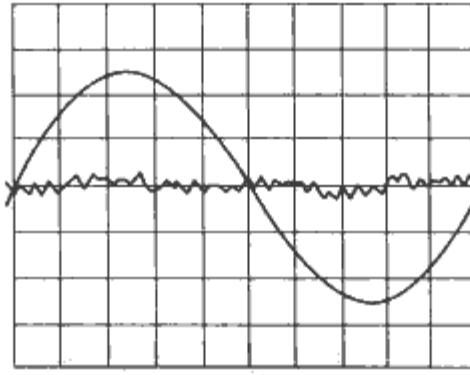


(b)

图 5.6-29 三相电网电流 (2A/div)
(a) 补偿前；(b) 补偿后



(a)



(b)

图 5.6-30 电网电压 (100V/div) 和
中性线电流 (2A/div)
(a) 补偿前；(b) 补偿后

表 5.6-3 补偿前后的电网电流

相别		总谐波畸变率 THD_i	基波偏移因子 $\cos\varphi$	功率因数 PF
U 相	补偿前	28.5%	0.54	0.5
	补偿后	5.1%	1	0.99
V 相	补偿前	29.7%	0.54	0.5
	补偿后	5.6%	1	0.99
W 相	补偿前	1.4%	1	0.99
	补偿后	2.9%	1	0.99

5.4 神经网络在电力电子控制中的其他应用

神经网络技术还在信号特征识别、波形处理、无延时滤波、锁相环等其他电力电子控制领域得到了诸多应用,这里只研究基于神经网络的谐波源辨识问题,它可以利用用户入端电流的频谱信息进行负载特征识别,从而通过神经网络辨识出负载的具体类型,具有非侵入式、无需人工干预等优点,对电能质量的监控和增强意义重大。

基于神经网络的设备辨识系统如图 5.6-31 所示,辨识过程主要包括数据采集和预处理、特征抽取、性能评估等三个步骤。首先,用电能质量分析仪测量用户入端电流,形成反映电流频谱的特征矢量;其次,用神经网络模型抽取特征谐波表达式中的关键信息,并与模板进行匹配;最后,基于新数据与模板之间的相似性,给出系统中是否存在某型设备的识别结果。

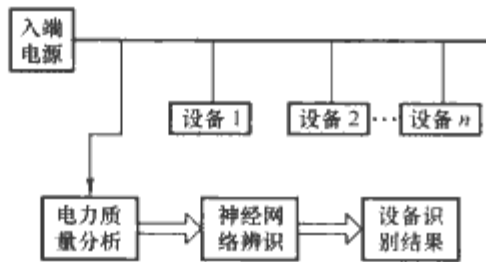


图 5.6-31 基于神经网络的设备辨识系统

常见的家用电器主要有电脑显示器、电脑主机、日光灯、电视机、充电器、电风扇、电冰箱、白炽灯等 8 种,根据使用情况的不同,共有 256 种组合。对于每种组合情况,使用电能质量分析仪测量并记录 10s 的入端电流数据,并通过快速 Fourier 变换计算其对应的谐波分量幅值和相角。考虑到只有 1~15 次的奇次谐波分量较大,因此只需记录 8 种奇次谐波分量的幅值和相角,并变换成含实部和虚部的复数表达式作为特征矢量送至神经网络,神经网络的 16 个输入数据为

$$\begin{cases} x_{2k-1} = I_k \cos \varphi_k \\ x_{2k} = I_k \sin \varphi_k \end{cases}, k = 1, 2, \dots, 8 \quad (5.6-74)$$

对以上 8 种常见电气设备的谐波特征矢量进行分析可以发现:电脑显示器、电脑主机和电视机因都采用开关电源,3、5 次谐波电流幅值都超过了其基波电流。而且,电脑显示器和电脑主机的谐波特征模式也相当类似。另外,电脑主机的取用电流波动最大,这可通过循环播放固定的视频文件来获得稳定的工况予以缓解。同时,白炽灯是阻性负载,谐波畸变小,功率消耗大。谐波电流的波动可以处理为噪声,用信噪比进行描述,除 9、15 次谐波之外,其他谐波的信噪比值都超过了 2。

可以采用前馈、径向基函数、支持相量机等 3 种神经网络方法进行特征辨识。前馈神经网络可以用于设备辨识和分类,其中,输入层 16 个神经元,隐含层 20 个神经元,输出层 8 个神经元,用带动量项的梯度下降方法或往复式反向传播算法进行训练。径向基函数神经网络结构与前馈神经网络类似,输入神经元 16 个,隐含层采用高斯激励函数,宽度为 1,输出神经元 8 个。支持相量机可用线性、多项式和径向基函数内核进行比较,分别在输入相量、高阶多项式相量和高斯函数空间中进行分类,线性内核的效用参数变化范围为 0.3~1.5,多项式内核的维度范围为 2~5,而径向基函数的宽度在 0.5~3.0 之间变化。支持相量机本质上是两类分类器,对于多种设备的特征辨识问题,可以采用“一票否

决”技术予以扩展为多类分类器。

将原始测量数据按照 2:1 的比率随机分成 2 个子集,供神经网络训练和测试,采用 k 层有效性测试方法。神经网络分类器能正确无误地区分每种电气设备的存在,表 5.6-4 所示为三种神经网络特征辨识器的分类精度。

表 5.6-4 采用原始测量数据的分类精度

设 备	前馈神经网络	径向基函数神经网络	分 类 精 度		
			支持相量机		
			线 性	多项式	径向基函数
电脑显示器	100	100	99.1	99.5	99.5
电脑主机	99.9	99.8	95.8	99.6	99.2
荧光灯	99.9	99.8	99.7	99.8	99.8
电视机	99.6	99.8	86.0	98.9	97.3
充电器	99.9	99.7	99.6	99.8	99.7
电风扇	99.9	99.9	57.0	95.4	82.2
电冰箱	99.9	99.7	99.9	100	99.9
白炽灯	100	99.8	99.7	99.7	99.7

为减少训练数据样本,降低训练时间,可以不采用原始测量数据训练神经网络,而是采用每种组合的平均值对神经网络进行训练,依然用原始测量数据考核神经网络辨识器的性能,辨识器的分类精度依然很高,如表 5.6-5 所示。

表 5.6-5 采用平均测量数据的分类精度

设 备	前馈神经网络	径向基函数神经网络	分 类 精 度		
			支持相量机		
			线 性	多项式	径向基函数
电脑显示器	99.9	99.9	94.9	99.5	97.7
电脑主机	99.4	99.8	77.9	98.5	89.3
荧光灯	99.9	99.9	100	100	100
电视机	99.0	99.9	67.5	92.0	70.4
充电器	99.8	99.9	97.4	99.8	99.4
电风扇	99.8	98.9	58.6	84.1	58.4
电冰箱	99.9	100	100	100	100
白炽灯	100	99.9	99.8	100	99.9

进一步,考虑到所有电气设备都彼此独立地并联连接,理论上入端电流是所有设备取用电流之和,因此,可以用每个设备谐波的矢量和来得到新组合数据供神经网络训练之用,而用原始测量数据进行神经网络测试。这极大地减少了测量工作量,但平均分类精度依然高达 85%,如表 5.6-6 所示。

表 5.6-6 采用测量数据数学组合进行训练的分类精度

设 备	前馈神经网络	径向基函数神经网络	分 类 精 度		
			支持相量机		
			线 性	多项式	径向基函数
电脑显示器	98.9	99.8	92.5	99.4	98.7
电脑主机	78.7	87.4	74.3	74.5	75.0
荧光灯	100	99.5	99.9	99.9	99.9
电视机	76.4	88.0	63.6	90.5	78.5
充电器	77.5	65.1	69.7	71.7	70.3
电风扇	66.5	69.1	66.0	68.0	68.4
电冰箱	99.5	98.8	99.9	99.9	99.9
白炽灯	96.7	79.2	93.1	95.0	94.5

如果在原始测量数据中加入高达 1.5 倍幅值的随机噪声, 三种神经网络特征辨识器都能够滤除由未知或故障设备导致的噪声影响, 得到相对正确的分类结果, 如表 5.6-7 所示。其中, 基于径向基函数的神经网络辨识器效果最差, 前馈神经网络辨识器的平均分类精度在 70% 以上, 而支持相量机辨识器的性能与前馈神经网络辨识器相当, 但对计算资源的要求更高。

表 5.6-7 存在随机噪声时的分类精度

设 备	分 类 精 度				
	前馈神经网络	径向基函数神经网络	支持相量机		
			线 性	多项式	径向基函数
电脑显示器	88.3	71.8	89.0	89.0	88.3
电脑主机	71.2	63.8	71.4	71.4	71.4
荧光灯	84.2	58.1	84.7	84.8	84.8
电视机	68.0	52.7	64.7	64.7	65.0
充电器	66.8	53.1	66.1	66.5	66.1
电风扇	59.5	50.3	61.6	62.0	61.5
电冰箱	89.0	67.6	88.6	89.0	88.8
白炽灯	78.6	54.9	78.8	78.8	78.6

上述基于神经网络的谐波源辨识方法可以很容易地扩展到 n 个单相电气设备的分类, 只需改变神经网络输出层神经元个数, 然后进行训练和测试即可。对于三相电气设备的辨识, 则需改变神经网络输入层神经元个数, 因为谐波特征矢量的维数加大了。

6 小结

本章主要研究人工神经网络的原理及其在电力电子与电力传动中的应用。首先建立了生物神经元、人工神经元和激励函数的基本概念, 然后讨论了前馈神经网络、径向基函数神经网络、Kohonen 型自组织映射神经网络、递归神经网络、时滞神经网络的结构和训练算法, 给出了神经网络的一般设计方法和步骤, 最后简要介绍了前馈神经网络、径向基函数神经网络、自适应 Adaline 神经元和支持相量机神经网络在电力电子系统中的四个应用实例。

前馈神经网络具有匹配输入、输出模式的能力, 能完全模拟静态系统, 而动态系统可以采用递归神经网络或时滞神经网络进行描述。神经网络计算速度比常规计算速度快, 具有大规模并行计算特性, 还具有容错和滤波能力。神经网络控制不需要被控系统的数学模型, 是一种智能控制技术, 有望解决电力电子与电力传动中特有的控制、辨识和估计问题, 应用前景十分可观。

第7章 数字技术在电力电子控制中的应用

1 电力电子数字控制概述

电力电子系统控制从最初以相位控制为目的、由分立元件组成的控制电路发展到能实现高频开关的集成控制,并向着更高频率、更低损耗和数模混合与全数字化的方向发展。电力电子数字控制系统是电力电子技术、控制技术和微电子技术相结合的产物,它包括信号的测量、滤波、整形、核心算法的实时计算以及驱动信号的产生、系统的监控、保护等诸多功能。此外,一些新理论的应用,如矢量控制、模糊控制、滑模变结构控制、人工神经网络控制和重复控制等,使电力电子控制算法越来越复杂。早期电力电子控制系统以模拟电路为基础,由模拟运算电路、非线性集成电路以及少量的数字电路组成,由此所构成的硬件电路不仅非常复杂、功能单一,而且系统控制结构很不灵活,调试与更改困难。随着计算机技术,尤其是芯片制造技术的快速发展,数字控制器以其通用性、高可靠性等诸多优点,正在很多应用场合逐渐取代原来的模拟控制器。

1.1 电力电子数字控制系统的特点

1.1.1 与模拟系统相比,数字控制系统有以下若干优点:

(1) 可靠性高、抗环境干扰能力强。不像模拟控制器,随着系统工作环境的变化,如温度的变化、工作场所的变化,会引起模拟控制器本身一些结构参数的变化,从而降低整个系统的控制效果。数字控制器是通过一系列的数字和逻辑运算来实现,并不敏感于系统环境。此外集成电路和大规模集成电路的平均无故障时间大大长于分立元件电子电路。

(2) 具有时分、多任务能力。随着数字处理器或微处理器的吞吐能力不断提高,以这些处理器为核心的数字系统不仅能有效地实现数字控制任务,而且能实现各种各样的功能如人机接口界面、数据通信以及在线检测,甚至故障诊断功能。

(3) 灵活性强。数字控制器通过编程就能满足不同控制对象的控制要求,而模拟控制器一旦设计好就只能以固定方式针对某个控制对象,一般来说,对不同对象没有灵活适应性。

(4) 具有实现复杂控制算法的能力。由于控制理论和控制技术的不断发展,许多先进的控制算法在实际系统中得到广泛应用,并取得一些令人满意结果。这些先进控制算法要是用模拟方法实现,可能会使系统变得非常复杂而难以实现。

(5) 易于硬件电路标准化设计。可以设计适合于众多电力电子系统的统一硬件电路,通过更改软件构成适用于各种应用对象的控制算法,以满足不同用途。

1.1.2 目前,数字控制系统依然存在一些问题,主要体现在

(1) 存在采样和量化误差。模拟量离散化时受分辨率的限制会产生量化误差,从而降低了实际信号的复现性,影响了控制精度,要减少量化误差则必须增加 A/D 和 D/A 变换位数。

(2) 系统的稳定性降低。把连续控制系统转化成离散数字控制系统,一般来说,系统的稳定余量会下降。

(3) 对于以微处理器为核心的控制系统,响应速度往往慢于专用的硬件或模拟系统。微处理器处理信号是以串行的方式进行,需要较长的时间。若要完成几个任务时,时间以分时方式分配,进一步减慢了对信号的处理速度,导致系统的采样周期可能不满足系统控制的实时性要求,甚至可能造成系统的不稳定。

(4) 软件人工费用较贵。数字控制系统的开发和调试是非常昂贵和费时的,往往靠大批量生产来降低成本。

1.2 数字控制器基本类型及其控制芯片

目前从控制器执行控制方式上大体可以划分为三种方式:①顺序执行控制方式;②并行执行控制方式;③混合方式。

1.2.1 顺序执行控制方式

顺序执行控制方式就是根据一系列控制指令逐条执行,而这些指令通常用编程的代码予以实现。目前最为常用的顺序控制基本在微处理器上实现。目前全世界微处理器的品种已经超过 1000 多种,流行体系结构有 30 多个系列。常用的微处理器可大致分为以下几类:

(1) 单片微型计算机 (Single Chip Microcomputer), 简称单片机。它将计算机的基本部件微型化并集成到一块芯片上,通常片内都含有 CPU、ROM、RAM、并行 I/O、串行 I/O、定时器/计数器、中断控制、系统时钟及系统总线等。单片机是为满足价格低廉、功能完善、面向控制,适用于各个应用领域控制的需要而开发的产品。以不求规模大,力争小而全的宗旨,在一块芯片上集成了构成一台微机的基本部件。单片机能满足大部分工业现场控制的需要,但在通信、高速运算和快过程控制领域,就会出现因运行速度不够的问题,从而难以在一些高端和特殊领域中应用。

(2) ARM (Advanced RISC Machines) 是微处理器行业的一家著名企业,设计了大量高性能、廉价、耗能低的 RISC 处理器、相关技术及软件,同时它也是相关芯片的简称。由于所有产品均采用一个通用的体系架构,所以相同的软件可在所有产品中运行。目前 ARM 广泛应用在消费电子领域,如掌上电脑、个人数字助理、可视电话、移动电话、TV 机顶盒、数码相机等嵌入式设备,已成为移动通信、手持计算、多媒体数字消费等嵌入式解决方案的 RISC 标准。ARM 具有丰富的通用外设接口如网络接口、LCD 液晶接口等,有比较强的事务管理功能,其优势主要体现在控制方面,而不是计算功能,一般情况下需要嵌入式操作系统支持。

(3) DSP (Digital Signal Processor) 是一种独特的微处理器,有自己的完整指令系统,是以数字信号形式来处理大量信息的器件。DSP 采用的是改进的哈佛设计,即数据总线和地址总线分开,使程序和数据分别存储在两个分开的空间,允许取指令和执行指令完全重叠。此外,一般片内有多条程序和内存数据总线,支持流水线操作,使取指、译码和

执行等操作可以重叠执行。它不仅具有可编程性,而且其实时运行速度可达每秒上亿条指令程序,远远超过通用微处理器。由于它运算能力强,速度快,且采用软件编程从而具有高度的灵活性,为各种复杂系统的控制提供了一条有效实现途径。

1.2.2 并行执行控制方式

并行执行控制方式与顺序执行方式完全不同,并行执行的特征就是在同一时刻一系列事件同时发生,在数字电路中,同步逻辑电路是这类并行过程的一个典型范例,而这种电路的设计往往借助有限状态机(FSM)来实现,有限状态机按照输入与输出之间的关系又可以分为 Moore 状态机和 Mealey 状态机。在数字系统中大多数并行执行方式都基于专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC),其中可编程逻辑器件(Programmable Logic Device, PLD)是一类半定制的 ASIC,由于这些器件的可编程特点,因而在设计上具有非常强的灵活性,这些器件本身只是标准的单元阵列或逻辑单元,没有一般 IC 所具有的功能。用户可根据自己的需要,通过专门的 EDA 软件对其内部进行编程,把内部的标准单元电路连接为特定的功能电路。

1.2.3 混合方式

混合方式综合了上述两种方法。顺序执行方式往往采用软件的形式实现,而并行执行则用硬件电路来实现,混合方式实际上就是软、硬件协同执行的方式。

2 功率变换电路实时数字控制

2.1 电力电子数字控制的硬件基本组成

图 5.7-1 所示为一个典型的闭环数字控制系统的原理框图。它借助于数字硬件来完成,既可以直接采用数字硬件方式,也可以在数字硬件上采用软件方式。在这个系统中,给定和反馈的连续信号被模/数(A/D)转换后得到一串时间和幅值均为离散的脉冲序列(如为数字给定与数字反馈,这部分 A/D 转换电路可以省略),脉冲序列分别输入数字控制器,经过数字控制器的运算处理,输出数字控制信号 $u^*(t)$,然后通过模/数(D/A)转换器使数字量恢复成连续的控制量 $u(t)$ (或者直接通过数字 PWM 发生器产生驱动信号)去控制主功率电路,实现功率变换。由数字控制器、数/模转换、模/数转换、数字 PWM 和接口电路组成的数字控制系统,其核心部件为数字控制器。

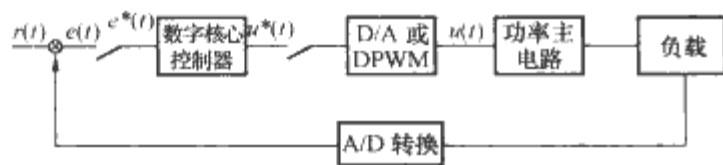


图 5.7-1 一般电力电子数字控制结构

2.2 数字控制系统硬件设计的一般方法

电力电子数字控制系统硬件设计的涉及面较广,包括控制技术、微电子技术、测试技术、数字/模拟电路、电力电子技术、功率变换以及驱动技术等,因此也是一个复杂的系统工程。电力电子数字控制系统硬件设计主要包括以下几方面内容:

(1) 控制系统总体方案设计。根据系统的要求以及控制系统的性能指标确定系统结构和类型,如控制系统采用开环还是闭环控制,闭环控制还需进一步确定系统的反馈状态量。

(2) 确定硬件系统的构成方式。尽量采用模块化、标准化和开放结构,这种结构方式可提高研制和开发速度,提高系统的技术水平和性能,增加系统可靠性。

(3) 根据系统所需检测信号,选择相应的检测方式以及检测部件,包含传感器和变送器的确定。

(4) 建立数学模型,确定控制算法,以确定控制算法对硬件资源的具体需求,例如采用何种处理器能满足实时控制算法计算要求等。

(5) 选择适合的控制芯片。

(6) 系统具体设计,包括与 CPU 相关的电路、外围设备、接口电路、逻辑电路、人机界面以及功率驱动和保护电路。

(7) 测试和调试,根据硬件设计的目标,对各功能硬件电路进行逐个测试,以确定是否满足设计要求。

2.3 数字控制器常用接口特点

一般来说,数字控制器必须具备如图 5.7-1 所示的全部或部分接口,包括模/数(A/D)转换接口、数/模(D/A)转换接口、IO 接口、通信接口和数字 PWM 接口。

2.3.1 数/模和模/数转换接口

数/模和模/数接口是数字系统和模拟部分的重要连接渠道,通常模拟信号对噪声非常敏感,在这部分接口设计中需要充分考虑信号的衰减、隔离以及由功率电路高 di/dt 和 du/dt 所产生的 EMI 问题等,此外还需要低噪声的模拟信号调理电路。在 A/D 和 D/A 转换器件选择上需要根据系统要求做出相应选择,包括 AD/DA 转换器的分辨率和转换速度。

(1) A/D 的分辨率。一般电力电子系统控制结构如图 5.7-2 所示。由 AD 转换引起的系统输出电压波动与转换器的位数有关。例如,当系统需要把输出精度控制在 1% 以内,所需 AD 转换器的分辨率 n_{AD} 至少需要 8bit,加上符号位和考虑实际电路中的噪声,10bit 的 AD 转换器才能较好地满足系统 1% 的控制精度要求。

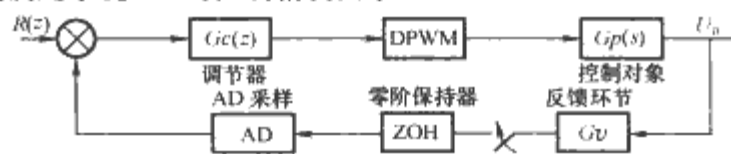


图 5.7-2 一般电力电子数字系统结构图

(2) A/D 转换速度。A/D 转换速度变化最快的动态变量的允许采样间隔,它应根据输入信号的最高频率来确定,保证转换器的转换速率要高于系统要求的采样频率。作为反馈环路的一部分,A/D 转换时间过长必然造成额外的相位延迟,同时在固定开关周期内留给数字运算处理器的处理时间必然也会减少。理论上希望 AD 转换时间越短越好,但是 AD 转换速率与成本密切相关,因而在选择 AD 转换器时不得不考虑这一点。

2.3.2 I/O 接口

数字 I/O 也是数字控制器的关键部件,是与外界进行信息交换和控制的重要渠道。数字 I/O 口按照功能可以分为以下几类:

(1) 通用 I/O 口 (General Purpose IO, GPIO),能对每个 I/O 进行单独设置,可设置成输入、输出或双向 I/O 口。

(2) 事件 I/O 口,通常一个数字信号的跳变表明一个事件的发生。有时对这样的跳变信号不但需要捕获到事件的发生,而且必须标明捕获事件发生的时间,这些都可以通过在事件上贴上时间标签来精确获取事件发生的时刻,不过这往

往需要比捕获信号频率要高得多的时钟才能精确记录事件发生的时刻。信号捕获后需要通过硬件或软件来分析这些带时间标签的事件，并做相应处理。

(3) 专用 I/O 口，如正交编码电路等。

2.3.3 数字 PWM 接口

数字 PWM 的作用就是将在一定范围内离散的信号转换为开关频率固定、占空比跟随输入信号的 PWM 信号。在不同应用场合下对数字 PWM 信号的要求是完全不同的，包括开关周期、死区时间、共态导通时间和调制波的移相等要求。数字 PWM 发生器通常采用计数器对标准时基进行计数，然后与控制器输出的运算结果进行比较，产生相应的 PWM 占空比，因而标准时基的时钟分辨率和计数器周期共同决定 PWM 的分辨率。在各种直一直变换电路中，硬件上抑制占空比数字式引起的极限环的一个必要条件是：对输出电压波动的扰动，数字 PWM 变动一位数字的影响低于 AD 转换器的最小位变动。

表 5.7-1 所示为各类直一直电路的 PWM 分辨率所需最小分辨率，其中 U_{ref} 表示参考电压， $n(A/D)$ 标志 A/D 有效转换位数。

表 5.7-1 各类直一直电路的最小 PWM 分辨率要求

电路拓扑	直流增益	所需最小 DPWM 分辨率
Buck	$f(D) = D$	$\frac{2^{nA/D} U_{ref}}{U_{maxAD} D}$
Boost	$f(D) = \frac{1}{1-D}$	$\frac{2^{nA/D} U_{ref}}{U_{maxAD} (1-D)}$
Buck-Boost	$f(D) = \frac{D}{1-D}$	$\frac{2^{nA/D} U_{ref}}{U_{maxAD} D (1-D)}$
Flyback	$f(D) = \frac{nD}{1-D}$	$\frac{2^{nA/D} U_{ref}}{U_{maxAD} D (1-D)}$
Forward	$f(D) = nD$	$\frac{2^{nA/D} U_{ref}}{U_{maxAD} D}$

2.3.4 通信接口

有时电力电子数字控制器除了具备为电力电子装置提供独立控制能力外，还需具备与其他数字控制器或外设交换信息能力，而采用通信技术是电力电子数字控制器实现信息交换的基本方式。按数据的传输方式可分串行与并行方式两种，常用串行传输。串行传输又分同步和异步两种。此外，现场总线技术在工业应用中得到了广泛应用。

(1) 同步串行通信。在同步通信中，时钟脉冲在数据流中出现，以使传输过程同步。如串行外围接口 (SPI)，它作为一种高速同步串行输入/输出，传输速率可达到 10MHz，适合在微处理器间高速传输大量数据，且可在干扰或距离较远的情况下通信。图 5.7-3 所示为典型的同步数据传输格式。

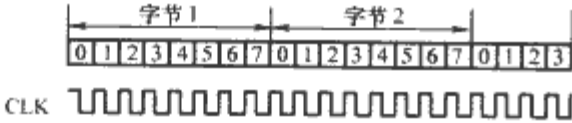


图 5.7-3 同步通信波形

(2) 异步串行通信。在异步通信方式中，数据流内不含同步时钟信号，发送器以编程频率将数据发送出去，接受器以同样频率工作。图 5.7-4 所示为典型的异步串行通信接口波形，在数据流中有基本的标识位，以起始位作为一个字节传输的开始表示，停止位表示一个字节传输的结束。

(3) 现场总线。在众多通信技术中，现场总线技术在工业界应用最广，抗干扰性能也较好。经过近 20 多年的发展，基于现场总线技术的实时分布式控制系统已经在工厂自动化

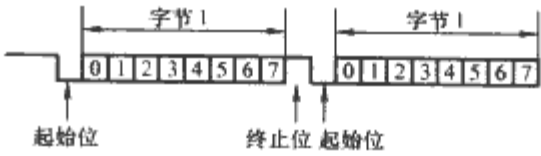


图 5.7-4 异步通信波形

和运动控制中得到了广泛的应用。目前，现场工业总线类型众多，常用的现场总线有：基金会现场总线 (Foundation Fieldbus FF)、Lon Work、Profibus、CAN (Control Area Network) 等，表 5.7-2 所示为各现场总线的技术参数。

表 5.7-2 现场总线技术参数

通信协议	速度	最大节点	传输介质	运用领域
Bitbus	375kbit/s	32 或 250	双绞线	智能 I/O 模块等
World FIP	2.5Mbit/s	64 或 256	双绞线、同轴电缆、光纤	实时控制等
Profibus	1500kbit/s	32 或 127	双绞线、光纤	工厂自动化等
CAN	1Mbit/s	110	双绞线、光纤	传感器、自动化控制等
Lon Works	1.25Mbit/s	32000	双绞线、光纤、红外线等	仪表控制等
SERCOS	2~4Mbit/s	256	光纤	自动化控制等
MACRO	100Mbit/s	256	光纤、双绞线	自动化控制等

2.4 数字控制芯片

数字控制芯片是电力电子数字控制系统的核心部件。在本章概述中已经介绍了数字控制芯片的基本类型，数字控制芯片种类很多，各种类型数字控制芯片的性能和结构也千差万别。

2.4.1 单片机

单片微型计算机 (Single Chip Microcomputer)，简称单片机，集成了中央处理器 CPU、随机存储器 RAM、只读存储器 ROM、定时器/计数器以及 I/O 接口电路等主要计算机部件。它与一般的微型计算机相比，在硬件结构和指令设置上均有相应的特点：

- (1) 体积小，价格低；功能强，功耗低；可靠性高，抗干扰能力强。
- (2) 使用方便，通用性强。
- (3) 大多数单片机采用哈佛 (Harvard) 结构体系，数据存储器和程序存储器空间相互独立。
- (4) 突出控制功能的指令系统，包括位操作指令和转移指令。指令系统中有大量的单字节指令。
- (5) 较低的处理速度和较小的存储容量。

单片机经历了由 4、8、16、32bit 直至 64bit 的发展过程，主要以 Intel 公司生产的 MCS-51 (8bit) 和 MCS-96 (16bit) 为两大系列为代表。

51 系列单片机的结构如图 5.7-5 所示。该系列单片机内部主要组成部件包括 8bit 中央处理器、4~8KB 内部 ROM、128~256B RAM、外部可达 64KB 寻址范围，4~7 组 8bit I/O 口 (P0、P1、P2、P3)，一个全双工的串行口，2 个 16bit 定时器/计数器，5~7 个中断源。外部晶振频率为 6~12MHz，相应的单指令周期为 1μs。表 5.7-3 所示为 MCS-51 系列单片机的主要性能技术指标。

表 5.7-3 MCS-51 系列单片机的主要性能技术指标

型 号	程序存储器 R/E	数据存储器	寻址范围 RAM	寻址范围 ROM	并行口	串行口	中断源	定时器/计数器	晶振 (MHz)	典型指令 (μs)	其 他
8051AH	4KR	128	64K	64K	4×8	SCI	5	2×16	2~12	1	HMOS 工艺
8751H	4KE	128	64K	64K	4×8	SCI	5	2×16	2~12	1	HMOS 工艺
8031AH		128	64K	64K	4×8	SCI	5	2×16	2~12	1	HMOS 工艺
8052AH	8KR	256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	HMOS 工艺
8752H		256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	HMOS 工艺
8032AH	8KE	256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	HMOS 工艺
80C51BH	4KR	128	64K	64K	4×8	SCI	5	2×16	2~12	1	CHMOS 工艺
87C51H		128	64K	64K	4×8	SCI	5	2×16	2~12	1	CHMOS 工艺
80C31BH	4KE	128	64K	64K	4×8	SCI	5	2×16	2~12	1	CHMOS 工艺
83C451	4KR	128	64K	64K	7×8	SCI	5	2×16	2~12	1	CHMOS 工艺
87C451	4KE	128	64K	64K	7×8	SCI	5	2×16	2~12	1	有选通方式
80C451		128	64K	64K	7×8	SCI	5	2×16	2~12	1	双向口
83C51GA	4KR	128	64K	64K	4×8	SCI	7	2×16	2~12	1	CHMOS 工艺
87C51GA		128	64K	64K	4×8	SCI	7	2×16	2~12	1	8 通道 8bitAD
80C51GA	4KE	128	64K	64K	4×8	SCI	7	2×16	2~12	1	16bit 监视定时器
83C152	8KR	256	64K	64K	5×8	GSC	6	2×16	2~17	0.73	CHMOS 工艺
80C152		256	64K	64K	5×8	GSC	11	2×16	2~17	0.73	有 DMA 方式
83C251	8KR	256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	CHMOS 工艺
87C251	8KE	256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	集成 HIS/HSO
80C251		256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	PWM 口
80C52	8KR	256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	CHMOS 工艺
8052AH BASIC	8KR	256	64K	64K	4×8	SCI	6	3×16	2~12	1	HMOS 工艺
											片内固化 BASIC

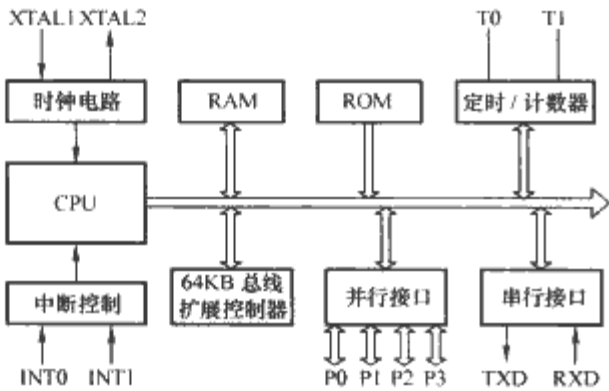


图 5.7-5 MCS-51 系列结构框图

96 系列单片机是一种 16bit 微处理器，适用于高速、高精度的工业控制系统。它在硬件及指令系统的设计上较 8bit 单片机有很多不同之处。其典型产品的主要特点：16bit 的 CPU 没有累加器，采用寄存器—寄存器结构，CPU 可直接对它们进行操作，消除了累加器造成的瓶颈效应，提高了操作速度和数据吞吐能力；采用 32bit 双字操作，提高操作效率；

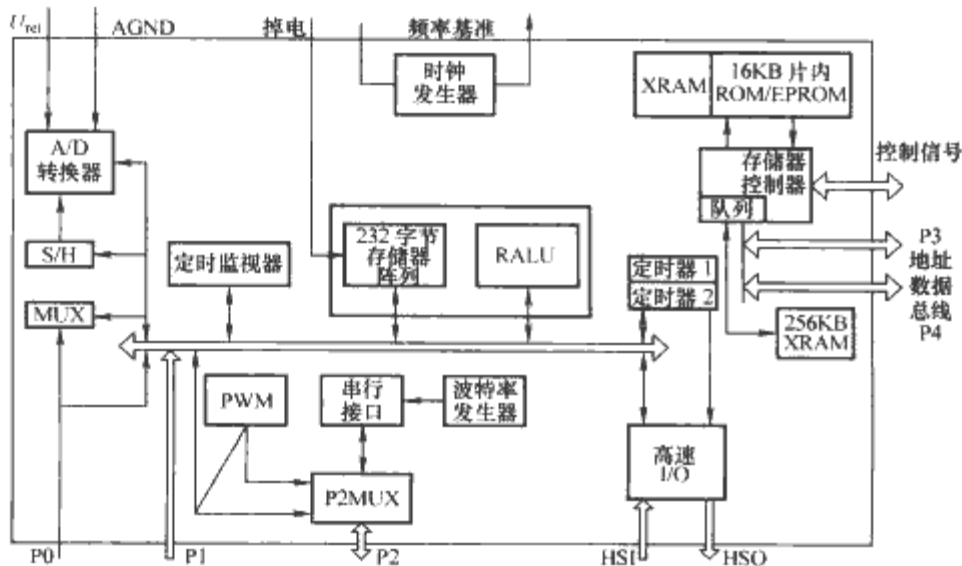


图 5.7-6 Intel MCS-96 单片机内部结构

增加外设接口电路，包括内置 8 通道或 4 通道的 10bit A/D 转换器和脉宽调制输出 (PWM)；高速输入/输出 (HIS/HSO)。图 5.7-6 所示为 Intel MCS-96 单片机框图。

2.4.2 数字信号处理器 (DSP)

DSP 是一种独特的数据处理效率极高的微处理器，DSP 芯片一般具有如下特点：

- (1) 在一个指令周期内可完成一次乘法和一次加法。
- (2) 程序和数据空间分开，可以同时访问指令和数据。
- (3) 片内具有快速 RAM，通常可通过独立的数据总线在两块中同时访问。
- (4) 具有低开销或无开销循环及跳转的硬件支持。
- (5) 快速的中断处理和硬件 I/O 支持。
- (6) 具有在单周期内操作的多个硬件地址产生器。
- (7) 可以并行执行多个操作。
- (8) 支持流水线操作，使取指、译码和执行等操作可以重叠执行。

由于其较单片机有更为突出的优点，如内部带有乘法器、累加器，采用流水线工作方式及并行结构、多总线和速度快受到广泛的青睐，DSP 芯片不仅仅限于数字信号处理领域，而且为各种工业控制，特别是快过程控制，提供有力的硬件支持。伴随 DSP 在电力电子领域中的应用日益广泛，一些 DSP 生产厂商针对该领域的应用特点和要求推出电力电子专用 DSP 芯片。面向运动控制的 DSP 生产厂商主要有：TI、AD 和 Freescale 公司。由于这些 DSP 集成度高、接口丰富，基本集成了大部分电力电子控制系统所需的硬件资源，如通用 PWM 通道、AD 转换、通用和专用 I/O 口以及通信接口等外设，因而得到了较为广泛的应用。下文简单介绍 TI 公司的 C2000 系列两款 DSP：TMS320F24xx 系列与 TMS320F28xx 系列，和其

他公司的 DSP 芯片功能。

2.4.2.1 TMS320F24xx

芯片内部有 16 路 10bit 模数转换功能，转换速度最快可达 500ns，具有 4 个独立通用定时器和一个监视（Watchdog）

定时器，2 个事件管理器，最多可输出 16 个通道的 PWM 信号，最多具有 41 个通用输入、输出 I/O 口，表 5.7-4 列出了 TMS320C240x 系列芯片的资源配置。图 5.7-7 所示为该系列芯片中 TMS320F2407 的结构功能图。

表 5.7-4 TMS320C240x 系列芯片的硬件资源

TMS320C24x	MIPS	RAM (B)	ROM (B)	FLASH (B)	I/O 引脚	PWM	定时器	SPI	SCI	A/D 通道数/ 转换时间 (μs)
F240	20	544		16K	28	12	3	1	1	16ch/6.6
C240	20	544	16K		28	12	3	1	1	16ch/6.6
F241	20	544		8K	26	8	2	1	1	8ch/0.85
C242	20	544	4K		26	8	2		1	8ch/0.85
F243	20	544		8K	32	8	2	1	1	8ch/0.85
LF2407	30/40	2.5K		32K	41	16	4	1	1	16ch/0.5
LF2406	30/40	2.5K		32K	41	16	4	1	1	16ch/0.5
LC2402	30/40	544		8K	21	8	2		1	8ch/0.5
LC2406	30/40	2.5K	32K		41	16	4	1	1	16ch/0.5
LC2404	30/40	1.5K	16K		41	16	4	1	1	16ch/0.5
LC2402	30/40	544	4K		21	8	2		1	8ch/0.5

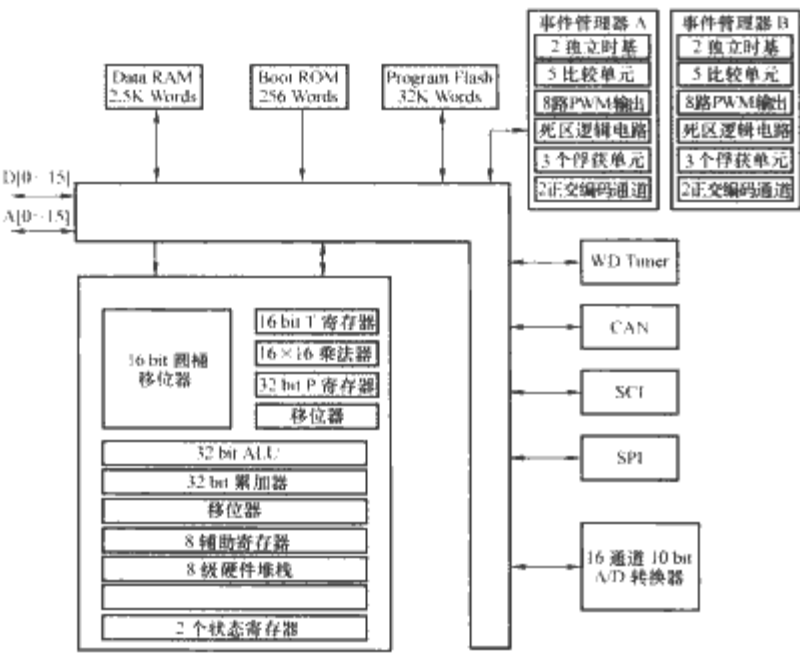


图 5.7-7 TMS320F2407 功能结构图

2.4.2.2 TMS320F28xx

TMS320F28xx 系列 DSP 为 32bitDSP，将高性能数字信号处理器与高精度模拟及闪存组合在一起，可提供 150MIPS、单周期 32×32bit 乘法累加功能，256KB 的片上闪存，以及 16 通道 12bit 模数转换器，转换速度最快可达 80ns。采用低电压供电（3.3V 外设/1.8V 核心），源代码向下兼容，与 TMS320C24x 代码兼容。图 5.7-8 所示为 TMS320F2812 内部结构。

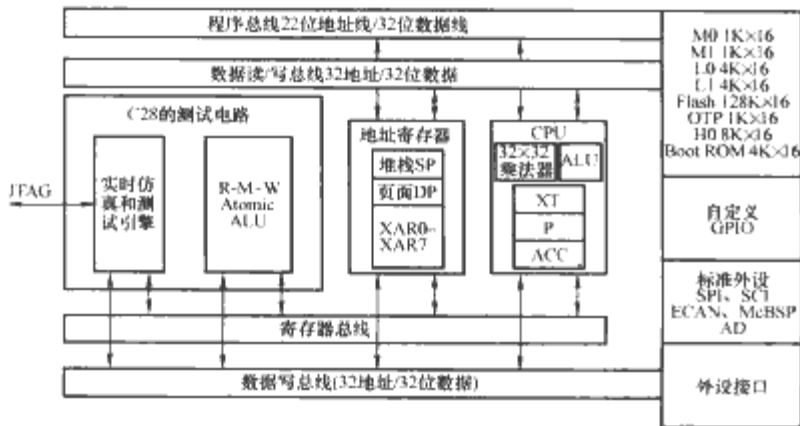


图 5.7-8 TMS320F2812 内部结构图

2.4.2.3 其他公司的 DSP

AD 公司的 ADSP21xx 系列为定点 DSP 芯片，程序字长为 24bit，数据字长为 16bit，运算速度较快，内部具有丰富的硬件资源，一般具有 2 个串行口、1 个内部定时器和 3 个以上的外部中断源，此外还提供 8bitEPROM 程序引导方式，并具有一套高效的指令集，如无开销循环、多功能指令、条件执行等。Freescale 公司的定点 DSP 芯片以 MC56xxx 系列为代表，程序和数 据字长为 24bit，有 2 个精度为 56bit 的累加器。DSP56001 的指令周期为 60ns 和 74ns 两种。片内具有 512B 的程序 RAM、512B 的数据 RAM 和 512B 的数据 ROM。三个分开的存储器空间，每个均可寻址 64KB。片内 32B 的引导程序可以从外部 EPROM 装入程序。支持 8bit 异步和 8~24bit 同步串行 I/O 接口。并行接口可与外部微处理器接口，支持硬件和软件等待状态产生。此外还有一些公司的 DSP 芯片也比较常用，例如 NEC 公司的 uPD77C25、uPD77220 定点 DSP 芯片。具体选用时，可参阅 DSP 生产厂商的用户数据手册。

2.4.3 专用集成电路

专用集成电路（ASIC）是指为某特殊用途而专门设计和构造的任何一种集成电路，具有体积小、功耗低、高性能、高可靠性和高保密性等优点。随着超大规模电路（VLSI）技术的发展，ASIC 的复杂程度差异很大，可从简单的接口逻辑到完整的 DSP 处理器。图 5.7-9 所示为数字 ASIC 的分类图。

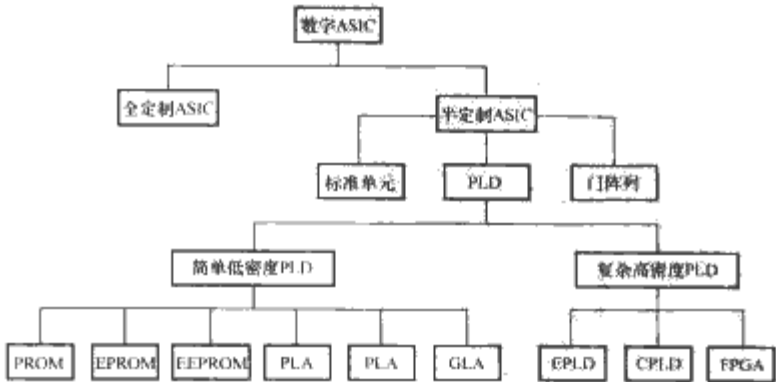


图 5.7-9 数字 ASIC 分类图

数字 ASIC 分为全定制 ASIC 和半定制 ASIC。全定制 ASIC 的各层掩膜都是按特定电路功能专门制造的，设计人

员从晶体管的版图尺寸、位置和互连线开始设计,以达到芯片面积利用率高、速度快、功耗低的最优化性能。全定制 ASIC 的设计费用高,周期长,适合于大批量的 ASIC 产品。而半定制 ASIC 是一种约束型设计方法,它是在芯片上制作好一些具有通用性的单元元件和元件组的半成品硬件,用户仅需考虑电路逻辑功能和各功能模块之间的合理连接即可。这种设计方法灵活方便,性价比高,缩短设计周期,提高产品率。半定制 ASIC 包括门阵列、标准单元和可编程逻辑器件三种。

其中可编程逻辑器件是 ASIC 的一个重要分支,用户可以通过对 PLD 器件进行编写来实现所需的逻辑功能。现场可编程门阵列 (FPGA) 和复杂可编程逻辑器件 (CPLD) 是两类常用的可编程逻辑器件。FPGA 和 CPLD 的内部结构稍有不同。FPGA 中的寄存器资源比较丰富,适合同步时序电路较多的数字系统。CPLD 中组合逻辑资源比较丰富,适合组合电路较多的控制应用。

2.4.3.1 CPLD

Altera 公司的 MAX7000A 系列器件是高密度、高性能的 CPLD,其基本结构如图 5.7-10 所示,包括逻辑阵列块 (LAB)、宏单元、可编程连线阵列 (PIA) 和 I/O 控制块等五部分。

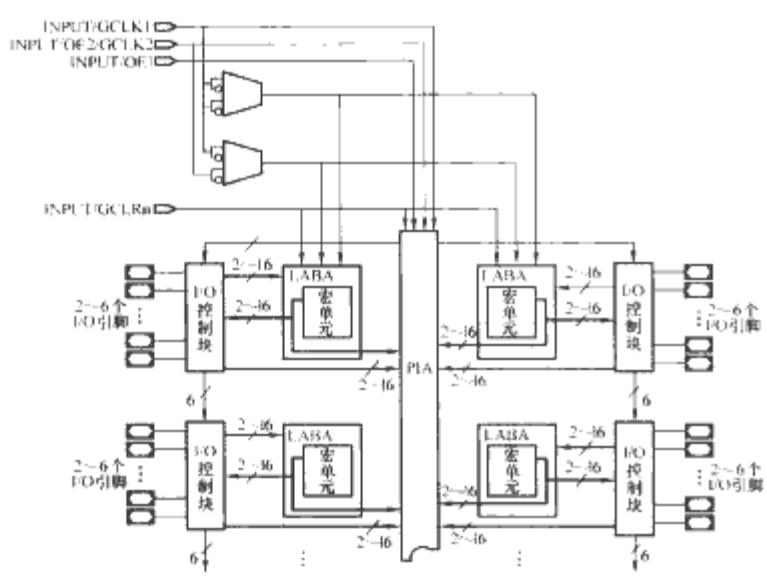


图 5.7-10 MAX7000A 系列器件的基本结构

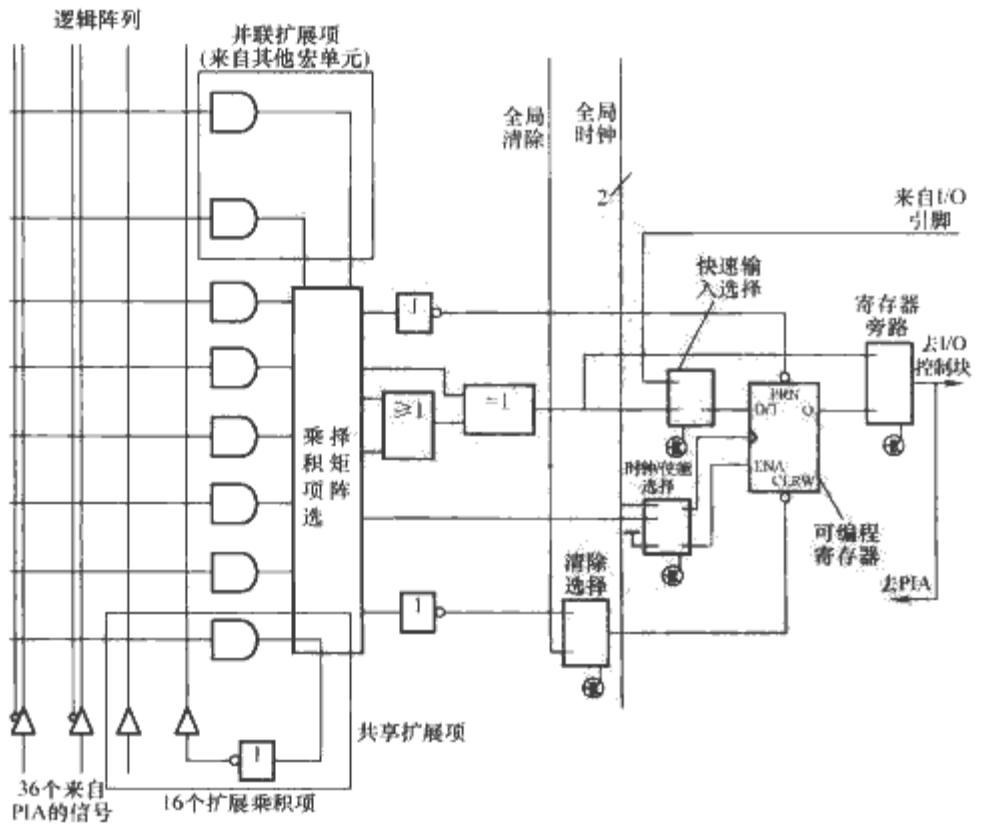


图 5.7-11 MAX7000A 的宏单元

(1) 逻辑阵列块 (LAB)。LAB 由 16 个宏单元阵列组成,多个 LAB 通过可编程连线阵列 (PIA) 和全局总线连接在一起,全局总线由所有的专用输入、I/O 引脚和宏单元反馈给信号。

(2) 宏单元。器件的宏单元可以单独配置成时序逻辑或者组合逻辑工作方式。每个宏单元由逻辑与阵列、乘积项选择矩阵和可编程寄存器等三个功能块组成。该器件的宏单元结构如图 5.7-11 所示。逻辑与阵列用于实现组合逻辑,它为每个宏单元提供五个乘积项。而乘积项选择矩阵把这些乘积项分配到或门和异或门作为基本逻辑输入,以实现组合逻辑功能,或把这些乘积项作为宏单元的辅助输入来实现寄存器清除、预置、时钟和时钟使能等控制功能。扩展乘积项用于宏单元之间的连接。可编程时钟寄存器可配置为 D、T、JK 和 RS 四种触发器。

(3) 可编程连线阵列。通过可编程连线阵列把各 LAB 相互连接可构成所需的逻辑。通过可编程 PIA 可把器件中任一信号源连接到其目的地,所有 MAX7000A 的专用输入、I/O 引脚和宏单元输出均馈送到 PIA,PIA 可以把这些信号送到器件内的各地方。

(4) I/O 控制块。输入/输出控制单元是内部信号到 I/O 引脚的接口部分,可控制 I/O 引脚单独地配置为输入、输出和双向工作方式。所有 I/O 引脚都有一个三态缓冲器,它由全局使能信号中的一个控制,或者把使能端直接接地或高电平上。

2.4.3.2 FPGA

典型的 FPGA 通常包含三类基本资源:可编程逻辑功能块、可编程输入/输出块和可编程互联资源,基本结构如图 5.7-12 所示。可编程逻辑功能块是实现用户功能的基本单元,多个逻辑功能块通常规则地排成一个阵列结构,分布于整个芯片;可编程输入/输出块完成芯片内部逻辑与外部管脚之间的接口,围绕在逻辑单元阵列四周;可编程内部互连资源包括各种长度的连线线段和一些可编程连接开关,它们将各个可编程逻辑块或输入/输出块连接起来,构成特定功能的电路。用户可以通过编程决定每个单元的功能以及它们的互连关系,从而实现所需的逻辑功能。

图 5.7-13 所示为 Xilinx 公司的 Spartan-II 系列 FPGA 器件的基本结构。主要包括 5 个可配置部分:①可配置逻辑块;②可编程输入、输出块;③多层互连结构的可编程连线;④片上的随机存取块 RAM;⑤全数字式延时锁相环 (DLL) 时钟控制块,与每个全局时钟输入缓冲器相连,该闭环系统确保时钟边沿到达内部触发器与其到达输入引脚同步,有效消除时钟分配的延迟。

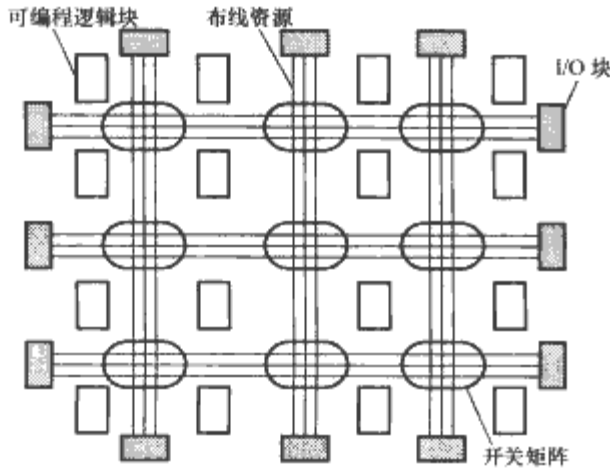


图 5.7-12 FPGA 基本结构

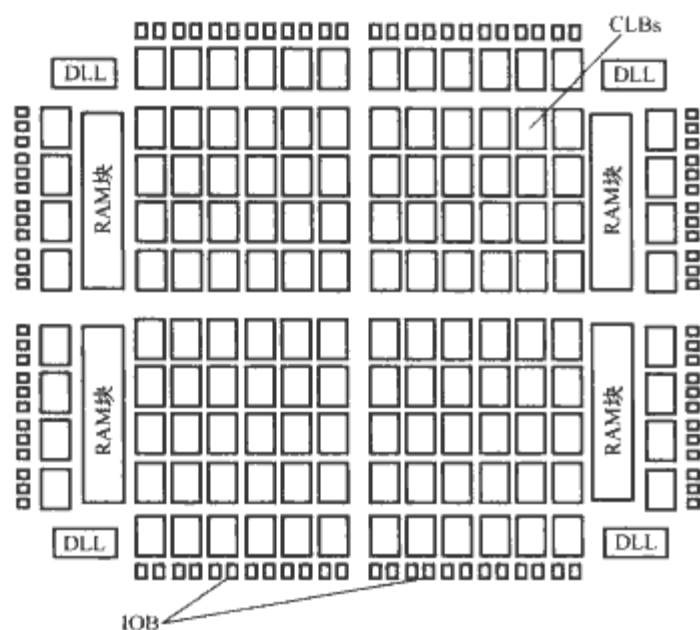


图 5.7-13 Xilinx Spartan-II 系列 FPGA 基本结构

2.5 各种数字控制器结构

上节介绍各种不同核心数字控制芯片，以上述各种数字芯片为核心可以组成相应的数字控制器结构，按核心数字器件可分为：①以单片机为核心的数字控制器；②以 DSP 为核心的数字控制器；③基于 FPGA/CPLD 数字控制器；④基于专用 IC 数字控制器。按控制器结构可分为：集中式控制器和分布式控制器。

2.5.1 以单片机为核心的控制器

在电力电子电路中，单片机主要用作数据采集和运算处理、电压电流调节、PWM 信号生产、系统状态监控和故障自我诊断等。

图 5.7-14 所示为一种采用 MCS-51 单片机，系统扩展了程序存储器、数据存储器以及外围接口芯片。采用 AD 转换芯片 ADC0809 实现对检测电流、电压的模/数转换。在单片机指令的控制下，由三相脉宽调制波发生器 SA8282 产生 SPWM 波，构成单片机的最小系统。

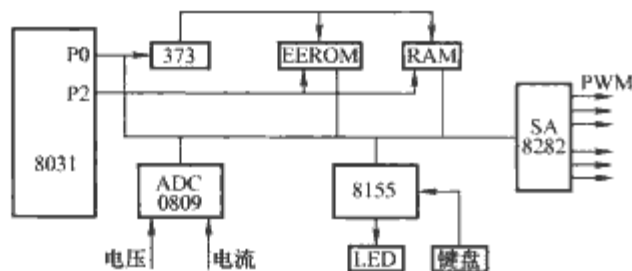


图 5.7-14 基于单片机的数字控制器结构

2.5.2 以 DSP 为核心的数字控制器

2.5.2.1 DSP 最小系统

DSP 最小系统是一类最常见的电力电子控制平台，处理器一般采用运动控制专用 DSP，由于这类 DSP 集成度高，集成了一些电力电子和电动机驱动专用电路，如 PWM、QEP 和 AD 等电路，因而能为一些电力电子应用系统提供足够的硬件资源，比较适宜在一些大规模低成本场合应用。各个 DSP 开发商，如 AD 公司、Freescale 公司和 TI 公司都提供基于运动控制的最小 DSP 开发系统。其整个系统的电路结构框图如图 5.7-15 所示，该系统除了输入、输出缓冲电路、模拟调理电路和通信接口电路，没有其他任何外围电路。

2.5.2.2 基于通用 DSP 和 FPGA 的控制平台

这类平台一个共同特点就是浮点 DSP 取代电动机控制专用 DSP，平台的计算功能得到了加强，但是整个平台

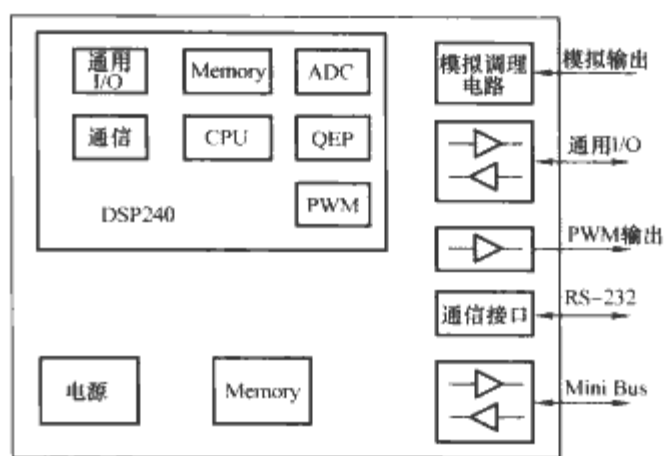


图 5.7-15 基于电动机控制专用 DSP 的最小数字控制系统

的集成度会大大降低，目前没有一款浮点 DSP 集成了电力电子所需的基本硬件电路，而这些功能电路又是控制电力电子系统所必须的，因此只能增加额外的硬件电路来弥补浮点 DSP 本身硬件资源的不足。而这些外设功能电路绝大部分是通过 FPGA 方式来扩展的。其基本结构如图 5.7-16 所示。

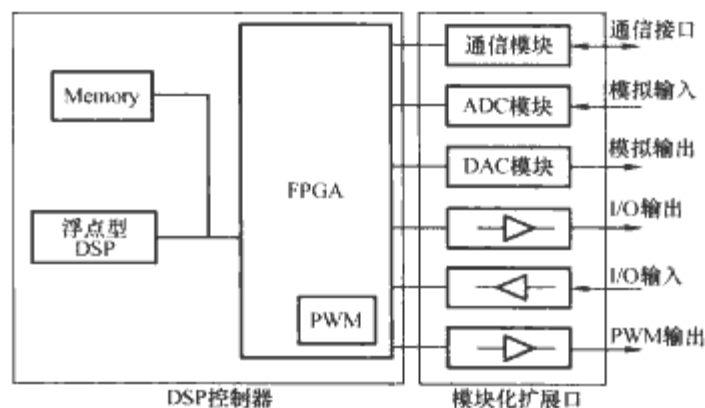


图 5.7-16 基于通用 DSP 和 FPGA 的控制平台

2.5.2.3 多处理器系统

多处理器系统通过调度算法把任务分配给每个处理器，每个处理器得到相应的子任务，从而每个处理器并行处理同一个任务，从理论上讲， m 个处理器系统的处理能力是相应单个处理器的 m 倍。因此对于控制算法复杂的电力电子系统，多处理器系统是一个值得选择的方案。图 5.7-17 所示为采用全局内存共享型多 DSP 系统的结构框图，DSP 之间的数据交换采用全局内存的方式进行。

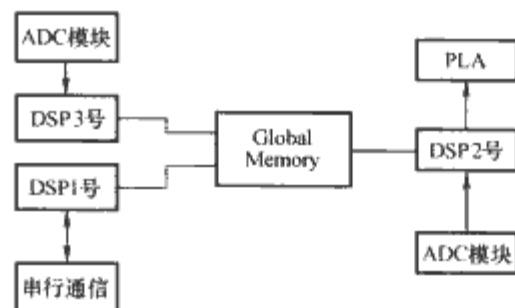


图 5.7-17 基于全局内存共享多 DSP 系统

另一种典型的多 DSP 构架是采用双口 RAM 来实现数据交换，采用双口 RAM 实现 DSP 之间的数据快速交换，充分发挥每个 DSP 的功效，在处理器数据交换策略上比用全局内存的策略更好，比较适合并行性较强的控制系统。图 5.7-18 所示为基于双口 RAM 的多 DSP 系统。

2.5.3 基于 FPGA/CPLD 数字控制器

对一些快速性要求比较高的电力电子系统，一般的 DSP

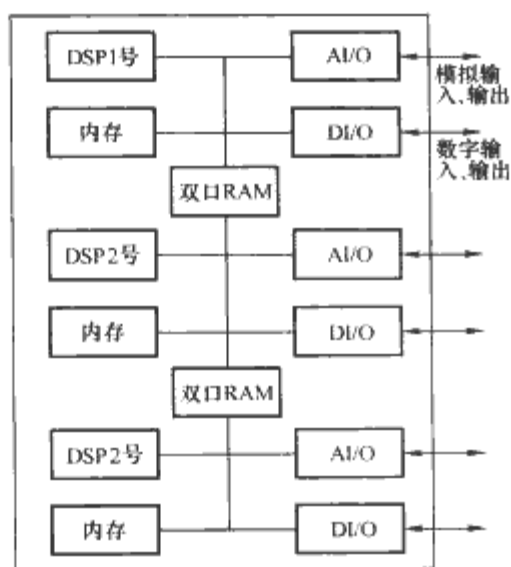


图 5.7-18 基于双口 RAM 的多 DSP 系统

处理器难以满足其控制要求，尽管勉强能实现，但由于其绝大部分时间都用在核心算法上，对其他一些功能处理就无暇顾及，从而浪费 DSP 的大部分硬件和软件资源。

图 5.7-19 所示为利用 FPGA 实现 PFC 控制的原理框图，采用数字电荷控制的方法实现电流环的简单、快速控制。主电路开关频率和电压环控制频率均为 50kHz，而电流环控制频率则达到 20MHz，其中 R_{in} 为 PFC 输入等效阻抗， U_{in} 为输入电压，图 5.7-19 中框 1 为电流给定计算，计算结果输入到框 3 的比较单元；框 2 为电流采样，为了节约系统成本，采用 5MHz 的 AD 转换器；框 3 为对采样电流的累加，实际上可以看作是平均电流控制法，当输入的平均电流小于给定电流，开关管导通，反之，开关管关断。该电流环控制方法简单、鲁棒性好，不管在 CCM 模式还是在 DCM 模式该方法都有效。

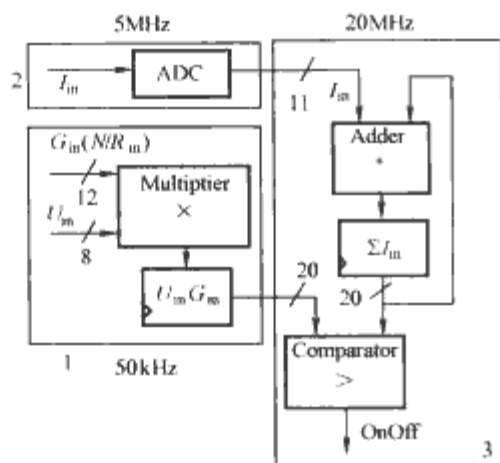


图 5.7-19 电流环控制器结构

2.5.4 基于专用数字 IC 的控制器

电力电子数字专用 IC 由于针对性强、使用简单、可靠性好等优点，广泛应用在各个专业应用领域，如 Mitel 公司推出的三相电动机控制芯片 SA866AE，该芯片为家电、空调、轻工设备等设计的一种电动机脉宽调制芯片。外围仅需少量的硬件，无须另加微处理器相配合，而且不需要繁杂的软件编程。图 5.7-20 所示为采用 SA866AE 为控制芯片的变频器原理框图，实现 VVVF 开环控制。系统的控制由该芯片独立实现。保护电路主要有：驱动电压欠压保护、过载保护和短路保护等。过压保护和过流保护是在加速/减速逻辑中实现，当 U_{MON} 输入有效时，则停止加速或减速直到 U_{MON} 无效为止。当 I_{MON} 输入有效时，则瞬时频率按照预先的速度减少，如果瞬时频率减为零，此时如果输入仍为有效，则封锁 PWM 输出，恢复正常后，重新输出 PWM。

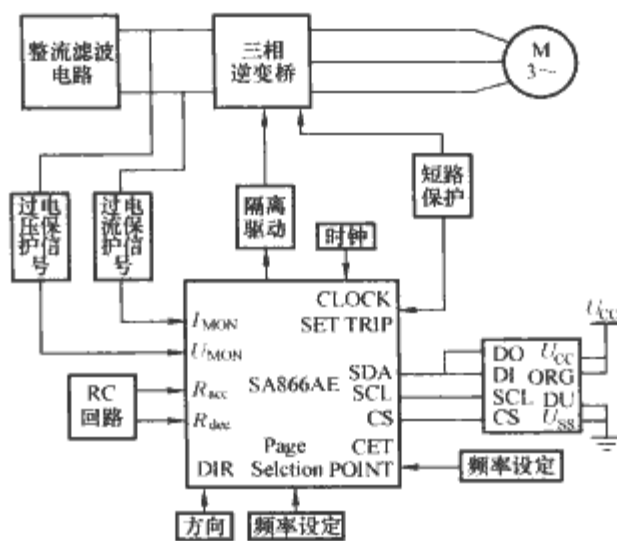


图 5.7-20 基于 SA866AE 为控制芯片的变频调速电路

2.5.5 分布式控制平台

分布式控制实际上是按照实时性不同等级要求对控制任务进行物理分割，把控制系统分割成若干专用单元，每个控制单元负责专门的控制任务，利用这些分布式控制单元很容易构成模块化的控制结构，单元之间的连接采用通信方法实现，因此这种控制结构非常适合基于电力电子积木 (PEBB) 方式的控制硬件的组态。如图 5.7-21 所示，功率变流器的每个桥臂采用单独的控制单元进行控制，称为硬件管理器或从控制器，这些底层控制器集成了门极驱动单元、测量单元、保护单元、供电单元和通信单元，如图 5.7-22 所示。而应用管理器或主控制器可以看成高层控制器，如图 5.7-23 所示，它完全从底层硬件相关的控制任务中剥离出来，便于实现一些不同的控制算法。鉴于硬件管理器（从控制器）和应用管理器（主控制器）之间需要大量的实时数据交换，可采用高速光纤来组成通信网络。

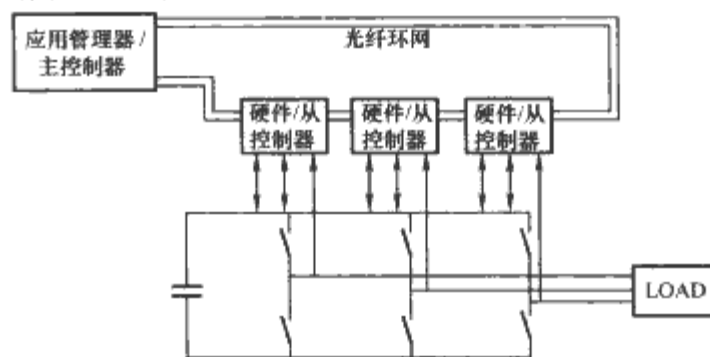


图 5.7-21 分布式电力电子控制系统

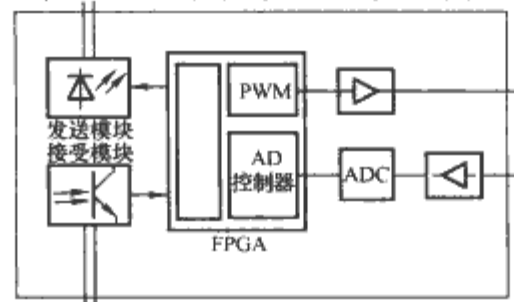


图 5.7-22 硬件管理器

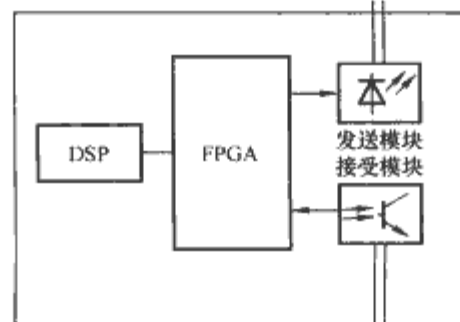


图 5.7-23 应用管理器

2.6 各种数字控制器优、缺点比较

上述的各种控制器中，以基于 DSP 的数字控制器最为灵活，但因 DSP 有顺序执行软件的特点，其在实时性要求高的电力电子应用场合受到了限制。基于 FPGA 的数字控制器具有基于硬件实现的特点，具有并行性，它正好能弥补 DSP 的这个缺点，因此适合于实时性要求较高的应用场合。基于专用数字 IC 控制器具有设计简单、使用方便和针对性强等特点，适合于大规模应用场合。分布式电力电子数字控制器是基于电力电子标准化、模块化的概念基础上提出的，谋求通过电力电子分层控制方法，使每一层都具有某个特定功能，便于电力电子标准化和模块化设计。该结构还处在研究和发展过程之中，目前整个系统的成本和复杂度都不低。表 5.7-5 总结了各类数字控制器的优、缺点。

表 5.7-5 各类数字控制器优、缺点比较		
控制器类型	优点	缺点
DSP 最小系统	集成度高，电路简单	运算能力有限，扩展能力差
通用 DSP+FPGA	计算能力强，可扩展性好	电路复杂，集成度不高
多 DSP 系统	计算能力强，系统资源丰富	编程复杂，处理器之间有通信问题，系统复杂
基于 FPGA/CPLD 控制器	集成度高，可配置性强，速度快	设计较难，设计资源匮乏
基于专用 IC 控制器	针对性强，使用简单，可靠，成本低	通用性差，可扩展性差
分布式控制器	易于标准化，模块化通用性好	系统复杂程度高，成本高，技术不成熟

3 电力电子系统级数字控制

在一个分布式的大型电力电子应用系统中，往往并行分布着许多直—直、直—交、交—交和交—直等不同功能的变流单元。这些变流单元通常不是独立工作的，而是相互之间需要协调控制。按照电力电子分层理论，电力电子应用系统通常可以分为硬件层、应用层和系统层，协调各个变流单元的控制通常称为系统级控制。为了避免系统之间协调的互相干扰，保持系统的稳定，这些变流器之间的互相协调是很有必要的。图 5.7-24 所示为电力电子系统控制的结构图。

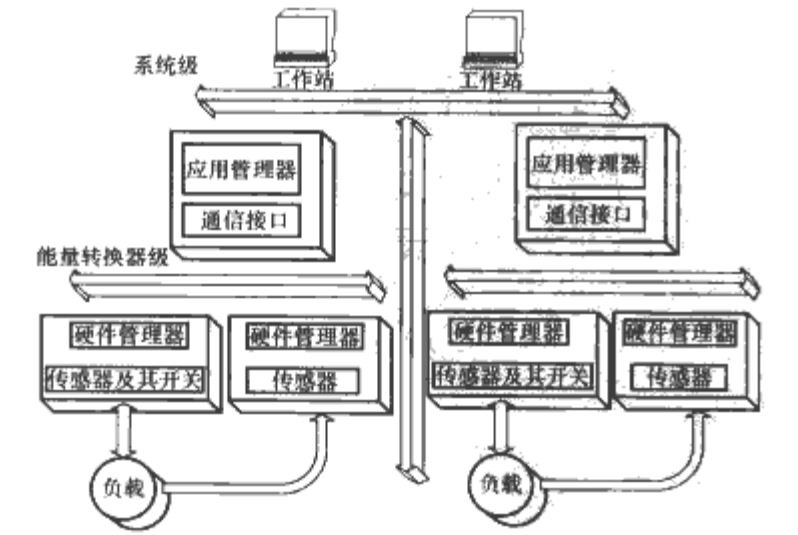


图 5.7-24 分布式系统控制结构图

3.1 系统级通信

各变流器单元之间的信息交换主要依靠系统级的网络通

信来支持，在系统级的通信网络中，需要充分估算网络的通信量，以便于正确确定采用何种网络最为适合。随着系统中变流器节点的增加，系统级的数据通信量同时增加，例如，每个变流单元需要传输数据量为 $10 \times 16 \text{ bit/ms}$ ，那么网络在不同速率下的传输周期与节点数之间的关系如图 5.7-25 所示，在这种情况下，1.5Mbit/s 的网络速度所能承载的节点数非常有限。

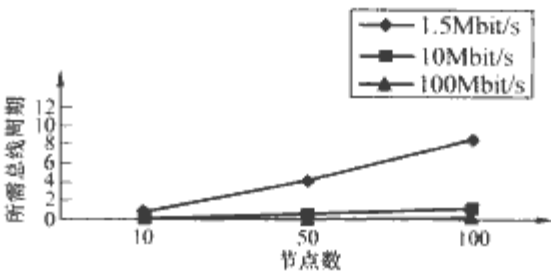


图 5.7-25 不同通信速率的系统级总线周期与节点数关系

对于系统级的通信，另外很重要的一点就是主要进行非实时性数据的传输，非实时数据的传输包括系统数据的下载和设置过程、变流器的初始化和监控等诸多内容，因而对于系统级通信主要是面对包含一些复杂数据结构的长信息的通信。通常具有非实时任务的高级通信协议能较好的满足系统级通信，如工业以太网。工业以太网的通信速率不断提高，从 10、100Mbit/s 到千兆以太网技术的成功应用，能较好满足系统级大通信量的需求；通信协议的灵活性，可以利用不同协议传送不同类型的数据，如利用 TCP/IP 协议来发送长字段的非实时数据，用 UDP/IP 来发送实时数据。

3.2 系统级数字控制

电力电子系统级数字控制包括监视和控制两方面内容，具体来说，有以下几方面内容。

3.2.1 监视整个系统运行状态

变流器通过系统级网络把运行状况信息传送给系统级控制器，并可以在系统级显示设备上用图形或表格直观显示出来，或通过打印设备进行打印。这种监视方式可以利用系统级控制器集中监视，方便操作人员及时了解设备运行状况，为操作人员系统提供设备运行的现场资料。

3.2.2 系统的设置和控制

系统级控制器可集中管理和设置各变流单元，包括设置变流单元运行所需的各种运行参数、控制命令，甚至是变流单元控制软件的更新和升级。

3.2.3 系统的协同控制

在多台变流装置组成的系统控制中，从控制角度来看，为了达到系统总体目标优化，往往需要对各分散的变流装置进行协调控制。

3.2.4 系统的在线诊断

各变流装置可通过系统级通信网络，把一些关键的实时信息传送到系统级控制器，而系统级控制器可利用专门设计的在线诊断软件对由变流装置传送的状态信息进行实时分析和判断，监控变流装置的运行状态，并对出现故障的变流装置进行在线分析，诊断出故障类型。

4 系统控制的分层及通信

分布式控制是中大功率电力电子系统控制方式的发展方向，考虑到电力电子系统在工业现场的应用和工业控制系统的互联性，以及系统的独立性和即插即用的热插拔性，一般

电力电子控制系统可分成三层,即硬件管理层、应用管理层和系统管理层。

在电力电子系统中,采用电力电子标准模块和高速智能通信网络,引入分布式控制方式,将模块基本控制功能和系统管理功能彻底分离,能使电力电子应用系统的构建更为简便,并可大大增加系统管理的智能化。无论从硬件角度还是从软件角度,电力电子控制系统的设计和生周期与重复劳动都得以大大降低。

下文介绍适用于电力电子应用系统的高速智能通信网络,用全数字化、多站总线式的多信息数字通信,达成电力电子应用系统内部信息流和能量流、数字量和模拟量的传输和控制的通信规程,实现功率流和信息流双重分布式电力电子应用系统的功能。

4.1 中、大功率电力电子系统

现今大多数电力电子系统,尤其是中、大功率变换系统的控制部分,往往采用中央控制形式的数字控制器,如图 5.7-26(a)所示的集成控制的三相电压源逆变器控制体系。这种系统往往是根据特定客户的要求定制的,设备的设计和制造均采用大量的非标准化器件或部件,因此需要很长的开发周期,造成不同程度的重复劳动。

针对工业界的降低成本、提高可靠性和开发效率的要求,电力电子系统集成技术受到国内外工业界和学术界极大关注,其目标是实现电力电子模块的标准化、开发高度集成的电力电子标准模块,通过模块之间的集成和配置,达到实现不同功能的电力电子系统的目的。该领域的开发和研究是由美国海军部首先发起的,希望通过电子标准模块的开发和推广促进电力电子技术系统集成的发展,希望由此在工业界产生的影响可以与大规模集成电路(VLSI)领域的进步所产生的影响相媲美。其最终目标是简化设计、实现大规模生产,以达到降低成本、运行可靠和方便维护的目的。如图 5.7-26(b)所示为基于智能模块化设计的三相逆变器控制系统。系统基本功能模块和管理层控制模块均实现通信智能化,因此模块互联方式为纯数字通信方式,系统模块互联连线大大减少,整个系统灵活方便,易实现升级。

电力电子标准模块(Power Electronic Building Block, PEBB)的概念已经为工业界所接受,且功能比较简单的电源模块已有大量产品。针对中、大功率电力电子系统,融入目前工业界应用广泛的分布式控制方案,形成了基于分层控制的分布式电力电子电能转换系统概念。中、大功率电力电子系统将可以像分布式系统一样,根据硬件的分布、控制的分布,并结合系统内部所传递的不同数据类型和信息类型的分布来进行构造。

本节主要介绍中、大功率电力电子系统集成中的关键技术之一,控制系统的分层及通信,具体包括各个控制和管理层次的功能归类、实现分层控制以及系统不同层次之间的功能协调所必需的通信网络的解决方案。

4.2 中、大功率电力电子标准模块概要

电力电子标准模块(PEBB)的最终目标是设计并生产出适应范围广泛的通用标准结构模块,突显通用性的特点。针对标准模块的概念,首先要对各种器件、电路拓扑和系统结构寻求共同的电气、机械和热性能的要求。要实现上述的目标,需要确定标准结构模块的电路结构,而标准模块的体积、质量和热性能在很大程度上取决于功率等级。功率半导体器件和无源元件是构成电力电子系统功率部分的基础,因此当前学术界和工业界根据功率水平的不同倾向于如下划分原则:大功率时,标准模块电路结构采用开关单元和无源器件级形式;中等功率下,标准模块电路结构采用桥臂结构;小功率时,标准模块电路结构则采用一个完整的变流器电路。根据如上分析,电力电子标准模块是将某电力电子转换系统的一部分或大部分,包括功率器件、无源器件、保护电路、控制电路、采样电路和驱动电路,集成到一个模块或几个模块中,用户通过软件的配置就能实现多个 PEBB 之间的相互协调工作,以满足不同的应用场合;通过软件的配置也可以使同一个 PEBB 实现不同的功能,具有极大灵活性。几个 PEBB 可以组成一个应用系统,其数目依据系统需要确定;多个 PEBB 协同工作可以提供系统级的功能。通常定义的 PEBB 包括三种类型的接口:功率传输接口、数据通信接口和热流接口。前两种接口类型决定系统级的功能,即能量

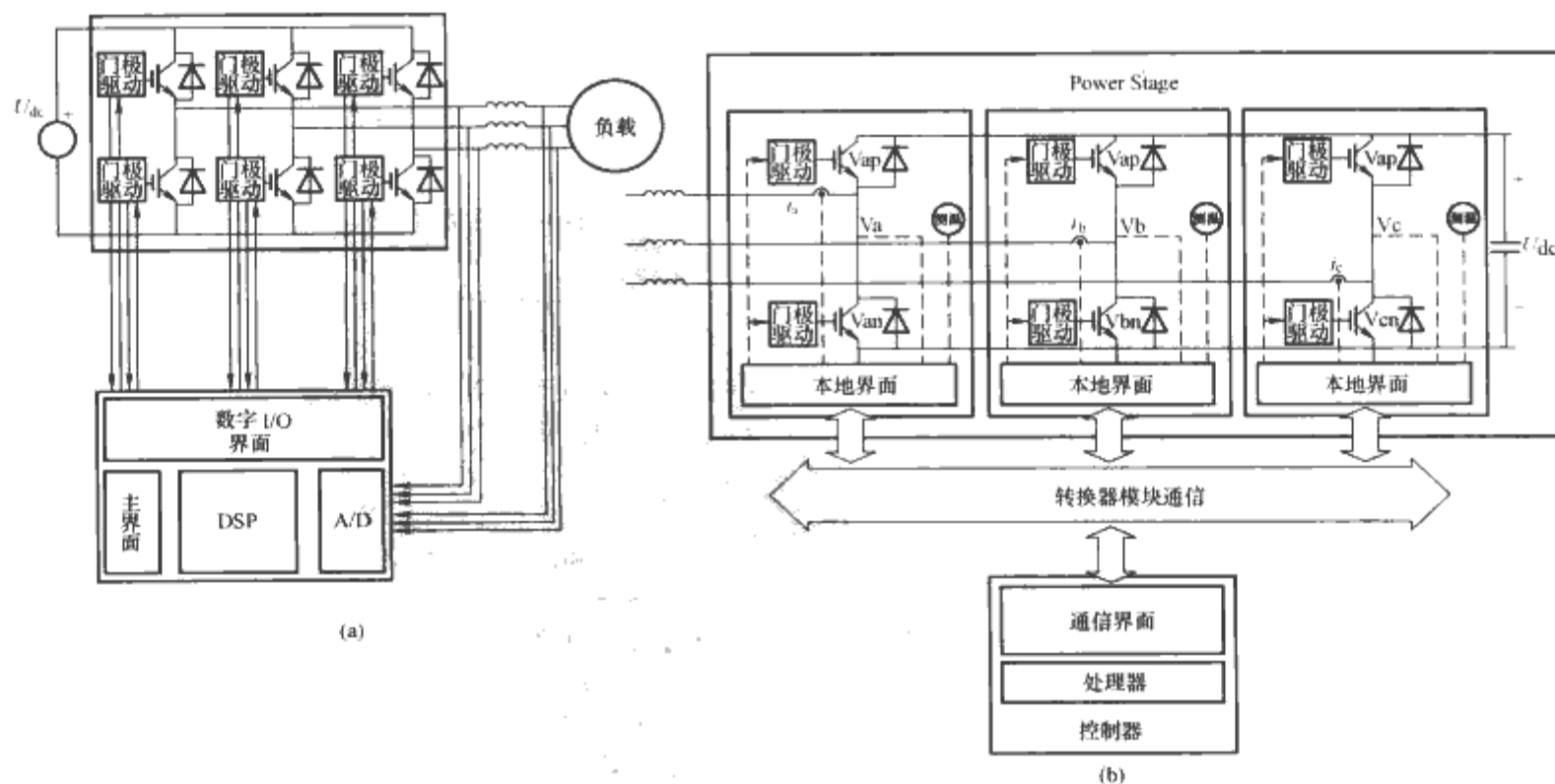


图 5.7-26 逆变器的传统控制体系和模块化发展方向的控制体系
(a) 集中控制方式的三相逆变器; (b) 三相逆变功率变流器的模块化控制系统

类型和根据系统功能需求所提供的控制数据流共同决定系统级的功能。

信息处理系统模型如图 5.7-27(a)所示, 依此类推典型数字控制电力电子复杂系统模型, 如图 5.7-27(b)所示, 显然两者存在对偶关系。图 5.7-27(b)中所示系统模型, 从功率和控制部分的角度分析有结构上的分布特性。基于 PEBB 构建的中、大功率电力电子转换系统, 主电路拓扑和控制部分在系统结构上呈现分布式特性。Milosavljevic 在针对中、大功率复杂电力电子系统集成方案的研究中, 提出了一种全新的开放分布式控制体系, 即控制分层的分布式控制体系。分布式控制体系将成为今后中、大功率电力电子系统集成的重要发展趋势, 下面就介绍其中的一些关键技术。

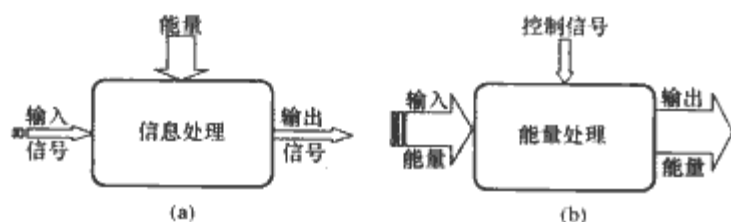


图 5.7-27 能量处理模型与信息处理模型对偶关系
(a) 微电信息处理系数; (b) 电力电子能量处理系统

4.3 中、大功率电力电子双重分布式系统

在各个工业领域应用较广的分布式系统基本结构如图 5.7-28 所示, 它突显了基于通信网络的结构和控制方面的分布式特性。

中、大功率电力电子分布式系统与通信领域和传统的工业控制领域的分布式系统相比, 其系统分布呈现双重分布特征, 即存在与功率流、信息流所对应的功率总线和通信总线, 系统特性更为复杂。因电力电子系统属于高速实时性系统, 对数字信号信息流的通信实时性要求较高。同时, 电功率在传输过程中对数字信号的干扰严重, 信息流运行的电磁兼容 (EMC) 环境恶劣。因此, 较高的通信速率和较强的抗电磁干扰特性是中、大功率电力电子分布式系统的通信总线必须具备的。电力电子控制的实时性决定了系统的通信网络总线需求。图 5.7-29 所示为基于 PEBB 的三相分布式控制系统的示例, 其中的 PEBB 可以看作系统的节点控制器, 光纤则作为快速通信网络媒质。

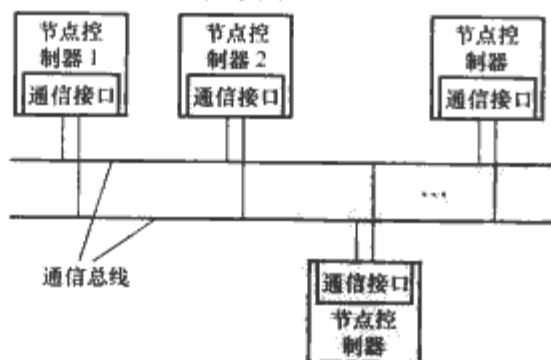


图 5.7-28 基于通信总线模式的分布式控制系统

4.4 系统控制的分布式特性和分层控制

中、大功率电力电子双重分布式系统, 其控制上的分布式特性由其基本结构电力电子标准模块的结构和功能所决定。依照分层控制原理对图 5.7-29 所示的电力电子系统进行抽象重构, 就得到图 5.7-30 所示的控制框图。

4.4.1 标准智能模块结构划分及控制功能

如图 5.7-30 所示, 控制单元和主电路拓扑共同构成标准模块, 控制单元的引入使得该标准模块可以单独完成模块

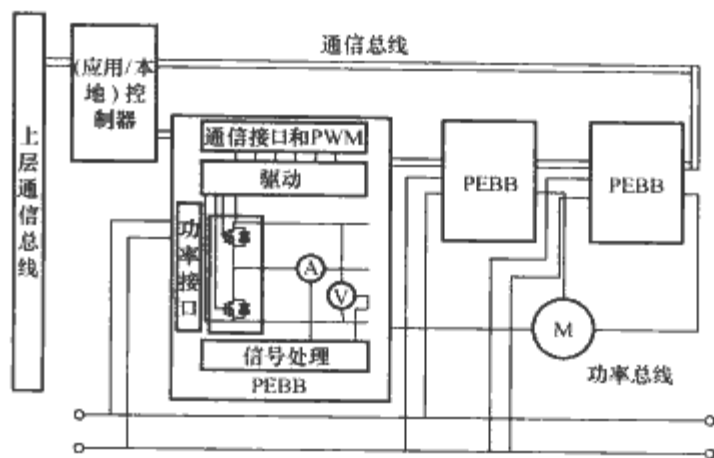


图 5.7-29 基于 PEBB 的三相分布式控制系统

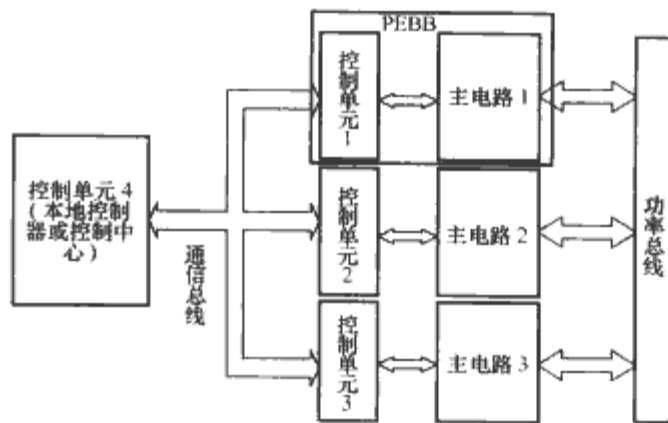


图 5.7-30 系统控制框图

功能, 并实现与其他模块的通信和匹配, 构成完整的应用系统, 因此可定义为智能标准模块 (Smart PEBB)。将该智能模块可以分为两层的原因是控制单元和主电路的设计存在较大差别。主电路作为智能标准模块的一部分, 其拓扑结构通常也由功率等级决定。实际的电力电子系统, 在整流和逆变系统, 以及多相调速系统, 甚至直流变换系统的大部分拓扑, 大都以桥臂为基本单元构成。因此, 桥臂可作为智能标准模块主电路拓扑结构, 其中包括应用广泛的全桥和半桥。此外, 三电平拓扑应用逐渐增多, 该拓扑结构也可供选作为主电路。三电平半桥结构和全桥结构, 均含四开关器件, 因此可视为四单元拓扑; 对应的, 半桥则视为双单元拓扑。逆变调速场合, 功率要求较高时, 通常采用四单元拓扑; 功率较低时则双单元拓扑即可满足。

在选定主电路拓扑结构的基础上, 智能标准模块的控制单元必须考虑本模块主电路的控制以及与其他智能标准模块的协调, 以满足系统功能的需求。

4.4.1.1 本模块控制

本模块的控制单元需要完成如下任务: 驱动、限幅、保护以及软起动等, 以满足系统输出电压、输出电流的周期和幅度等要求。控制单元内部一般需要包含控制器电路、采样调制电路、保护电路和输出驱动电路等部分。这里对本模块控制的要求类似于单模块控制任务, 因此控制单元的这部分可仿照中央控制形式的控制单元来设计。

4.4.1.2 通信接口

与其他模块的功能协调, 则需要通过通信接口。控制单元是数字电路和模拟电路的交汇点, 模拟电路与数字控制电路的接口部分设计将直接影响数字控制的效果。为防止数字控制器受模拟电路干扰, 其输出和输入接口必须与模拟部分隔离, 因此隔离功能在控制单元至关重要。按照双重分布式系统设计的智能标准模块控制单元的通信接口, 与中央控制式系统有着根本的区别。

4.4.1.3 通信网络与控制系统

在以通信接口为媒质的系统内, 智能标准模块可以看作

是系统节点,而其内部的控制单元则可看作是节点控制器。与主电路相关联的控制单元控制本模块功能,与底层硬件部分—主电路拓扑结构紧密相关,因此可以定义为硬件控制器,其基本功能是实现本模块硬件功能。通信接口和通信媒质,将各个底层智能模块联系起来,构成应用系统。因此,以通信媒质和通信网络为基础,增加一网络节点,协调其网络内的各个控制单元,实现系统功能的控制,该节点定义为应用层控制器。

如图 5.7-30 所示,每个相桥和本相桥的控制单元共同构成智能标准模块,模块中的控制单元为硬件层控制器,独立于主电路的控制单元(图 5.7-30 中控制单元 4)为应用层控制器。相对人机界面而言,此两类控制器均在底层。为方便操作和增加应用系统的人性化因素,通常增加系统层控制。系统层通常以人机界面形式起作用,使得应用系统更易监视和操作,系统层控制器与应用层控制器通过网络通信的形式或者更简单的点对点的通信方式交换数据。图 5.7-29 中系统所示的上层通信总线是应用控制器和系统控制器进行数据交换的媒介,图 5.7-30 省略未画。

4.4.2 分层控制

由于系统控制均可由数字化实现,因此控制分层亦可理解为软件分层。硬件层控制器执行硬件级(层)管理,应用层控制器执行应用级(层)管理,系统层控制器执行系统级(层)管理。下面对各级管理层的内容进行概括。

4.4.2.1 硬件层管理

开关管驱动信号的产生和主功率管过流、过压、过热等保护信号的处理,都需要系统的快速响应。为达到较高实时性要求,硬件级管理通常由硬件实现。目前高性能专用 DSP 或者 MPU 内部集成 PWM 模块,均可替代模拟电路。此外, FPGA 和 CPLD 也倍受数字控制领域的关注。此两类控制器能够提供较多 I/O 口,相对于 DSP 和一般 MPU 有其独特优势, FPGA 和 CPLD 均可供选择。采用该类控制器,采样信号的获取需要额外采样电路,应用层控制器直接获取采样值,进行系统调制。控制器除考虑上述功能外,还需完成对通信控制器的信号处理。

4.4.2.2 应用层管理

系统功能调制主要由该层控制器完成,包括各类应用系统的电流/电压环的调节控制,多模块的同步并行控制和交叉运行控制,系统频率、幅度和相位协调。因此该层主控制器必须有较强的信号处理能力和计算能力,由于电力电子系统的实时性控制需要,控制器必须具备较快计算速度。通常情况下,高性能 DSP 基本可满足控制需求。同样,该层控制器也需对通信控制器进行信号处理。考虑完整的系统控制,该层还需完成与系统层的通信。

4.4.2.3 系统层管理

系统层管理一般作为人机界面,需响应用户的指令,并完成显示等功能,对系统进行监视。此外,系统层控制器需完成与应用层控制器的通信。

一个完整的电力电子控制体系框图如图 5.7-31 所示。系统按照功能划分成硬件管理器(Hardware Manager)、应用管理器(Application Manager)和系统管理器(System Manager)三级控制,而划分的出发点就是能让分布式控制器之间通信路径可以达到最小化以便提供更好的灵活性。硬件管理器是一个集成模块,其功能都是执行底层的面向硬件的控制任务,且该硬件管理器需要智能化,并且对用户必须透明。应用管理器执行高一层控制任务,而这些任务是面向程序的,且已脱离具体拓扑结构,如电动机控制的算法,逆

变器的控制算法等。系统控制器主要执行监视、系统控制及程序下载等功能。

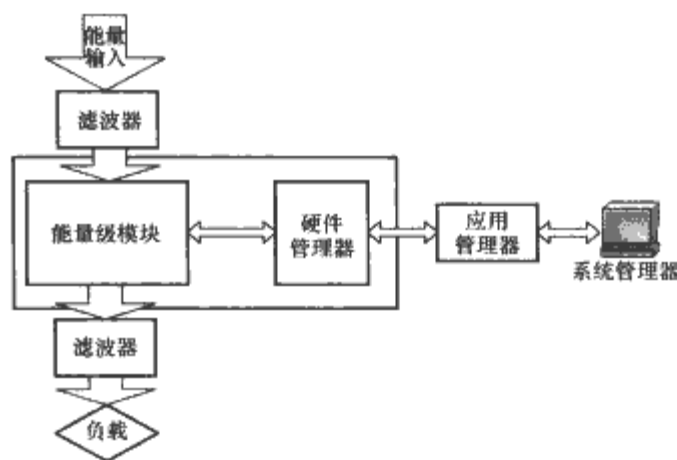


图 5.7-31 控制体系功能模块

4.5 分布式电力电子系统通信

4.5.1 电力电子双重分布式系统的关键通信层

如图 5.7-31 所示的控制体系图,一般应用系统都能按照该体系来进行功能模块划分,功率模块和各层管理器的接口无论从物理角度还是从控制功能角度上看都存在共性,下面重点叙述各个接口的相应特性和相应功能。

(1) 硬件管理器和功率模块接口。传输模拟的门极信号至各个开关管(从管理器到能量级),各个开关管的保护信号的反馈(从能量级到管理器),反馈电压和电流信号(从能量级到管理器)。

(2) 应用管理器和硬件管理器接口。该两层之间数据交换形式以数字信号进行,需辅以相应的数据通信协议,才能成功实现多硬件管理器和应用管理器的数据交换。在该两层之间的基本数字通信的内容包括:各个开关占空比信息(应用层到硬件层),硬件级反馈信息(硬件层到应用层),以及附加的通信协议信息。

(3) 系统管理器和应用管理器接口。与上一点类似,以数字信号形式的数据交换。根据系统级控制的需求,有诸如下述基本通信内容:系统指令(系统管理器到应用管理器),反馈系统需显示信息(应用管理器到系统管理器)。

上述接口划分取决于各个管理器之间的权限分配。硬件管理器和功率模块之间数据交换类型是模拟信号,接口拟采用并行模拟接口。通常系统级控制实时性约束不强,系统管理器和应用管理器之间的接口,可采用速度较低且方便实施的点对点的通信接口或以太网接口。

电力电子应用系统功能由硬件管理器和应用管理器共同完成,该两层的控制具有实时性要求:①硬件管理器的模拟信号本身已具有实时传输特性;②应用管理器和硬件管理器之间数字信号的传输,其自身信息量相对于底层的硬件管理器与主电路之间的模拟信号的传输要大得多。数字信号的传输必需借助通信方式和通信接口,需要标准化且适合电力电子实时系统的通信协议,由此增加需交换的信息量。

不同的管理层,需要不同带宽的通信网络。由上可见,介于应用管理器和硬件管理器之间的通信接口和通信网络需有较高带宽,才能以满足数据交换实时性的要求。因此,应用管理器到硬件管理器之间的信号传输、管理器接口和通信网络的选取是完成实时系统功能的关键,它由不同的时间、空间分布的通信需要所决定,又以提高系统的模块化、灵活性和开放性为目的的控制权限分配特点所决定。

4.5.2 双重分布式系统的局域网拓扑结构和分层通信带宽需求

智能标准模块应用于分布式电力电子实时应用系统,需要带宽较高的实时控制通信系统。目前虽然还没有为工业界普遍接受的为电力电子系统所专门设立的通信标准,但一些已被广泛应用于工厂自动控制领域的通信标准可以被借鉴和使用。

工厂自动控制系统的实时分布控制目标是集成所有的生产元素到一连贯的控制体系,并对整个制造过程进行分级控制。日益增长的模块化、容错性、可扩展性和系统灵活度要求,促进了工厂自动控制系统集成技术的不断发展。为分布式控制系统提供规范的数据通信环境,各工业控制领域制造商提出了以下几种通信标准和协议。

4.5.2.1 常用局域网拓扑结构

点到点的串行连接(典型类型如 RS232 和 RS485)和多点连接是如今在工业界使用的主要网络连接方式。LAN(Local Area Net)技术提供了更加灵活的网络连接方式,其主要优点是开放式特性,能支持不同的制造商,是目前应用广泛的小范围网络互联模式。基于 LAN 方式的网络,从物理拓扑结构角度看,常用的有星形拓扑、总线型拓扑和环型拓扑。

(1) 星形结构。是指各工作站以星形方式连接成网,基本结构如图 5.7-32(a)所示。网络有中央节点,其他节点(工作站、服务器)都与中央节点直接相连,这种结构以中央节点为中心,因此又称为集中式网络。它具有如下特点:结构简单,便于管理;控制简单,便于建网;网络延迟时间较小,传输误差较低。但该结构的缺点也是明显的:成本高、可靠性较低、资源共享能力也较差,因此不太适合在分布式电力电子系统中应用。

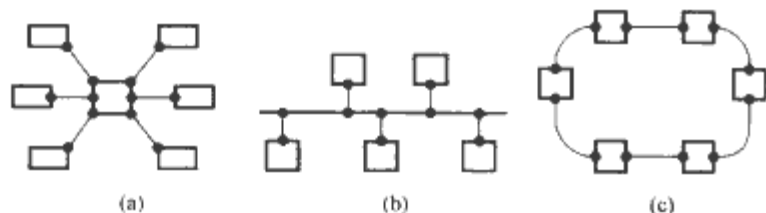


图 5.7-32 基本网络拓扑

(a) 星形结构; (b) 总线结构; (c) 环形结构

(2) 总线结构。如图 5.7-32(b)所示,是指各节点连接在共同的传输介质上,各节点地位平等,无中心节点控制,公用总线上的信息多以基带形式串行传递,其传递方向总是从发送信息的节点开始向两端扩散,优点是不会因为一个节点发生故障而使整个网络瘫痪。各节点在接受信息时都进行地址检查,看是否与自己的工作站地址相符,相符则接收网上的信息。

该拓扑有如下缺点:总线拓扑结构使用一条所有节点都可访问的公共通道,所有节点不得不共享线缆;总线的传输距离有限,通信范围受到限制;故障诊断和隔离较困难;分布式协议不能保证信息的及时传送,不具有实时功能,每台 PC 只要连一条线缆即可,但缺点是所有的 PC 不得不共享线缆。

(3) 环形结构。通常也称为菊花链环形拓扑,如图 5.7-32(c)所示,该结构由网络中若干节点通过点到点的链路首尾相连形成一个闭合的环,特点是每个节点都与两个相邻的节点相连。这种结构使公共传输电缆组成环形连接,数据在环路中沿着一个方向在各个节点间传输,信息从一个节点传到另一个节点,因而存在着点到点链路,但总是以单向方式操作。环形结构具有如下特点:信息流在网中是沿着固定方向流动的,两个节点仅有一条道路,故简化了路径选择的控制;环路上各节点都是自举控制,故控制软件简单;由于信息源在环路中是串行地穿过各个节点,当环中节点过多时,

势必影响信息传输速率,使网络的响应时间延长;环路是封闭的,不便于扩充;可靠性低,一个节点故障,将会造成全网瘫痪;维护难,对分支节点故障定位较难。

(4) 现场总线。在工业生产过程控制中,现场总线应用十分广泛。现场总线是应用于过程控制现场的一种数字网络,它不仅包含有过程控制信息交换,而且还包含设备管理信息的交流。通过现场总线,各种智能设备(智能变送器、调节法、分析仪和分布式 I/O 单元)可以方便地进行数据交换,过程控制策略可以完全在现场设备层次上实现。目前,使用较多并有一定影响的现场总线主要是① Foundation Fieldbus 基金会现场总线(FF 总线);② Profibus 现场总线;③ LonWorks 总线;④ CAN 总线;⑤ HART 总线。应用现场总线技术可以将各种分布在控制现场的相关智能设备和 I/O 单元方便地连接在一起,构成控制系统,这种结构已经成为 DCS(Distributed Control System)发展的趋势。

以上 5 种常用现场总线,相同的网络采用不同的网络媒质也可以达到不同的波特率。对于实时性要求较高和具有强电磁干扰环境的电力电子双重分布式应用系统而言,各个现有热门现场总线尚存在这样或那样的不足,难以用于电力电子系统的底层(硬件管理层)通信。

4.5.2.2 分布式电力电子系统各控制层响应时间分析和关键通信层带宽要求

通信网络是构建智能电力电子标准模块的必备条件。基于控制功能分层管理的原则,各层管理器的控制响应时间和各层之间的通信带宽均有严格要求。下面就介绍各层控制器响应时间和对相邻数据交换层之间网络带宽的需求。

(1) 硬件功率级模块。需要开关元器件的驱动信号,即为开通和关断两种状态,此外有故障保护信号。通常此三类信号为类似二进制的幅度信号。本级信号的响应时间不是由功率转换功能所决定,而是由元器件的寄生常数决定,开关管开通和关断时间为决定因素,数量级为 $1 \sim 100\text{ns}$ 。

(2) 智能模块。单个智能模块即为基本控制单元,是基本的功率处理单元,需处理控制内容如下:故障处理(其中灾难性的故障:电容短路和电感开路);模拟变量(输入/输出电流/电压、电容电压或电感电流状态变量);控制变量,开关位置和脉冲宽度(该变量为每个开关周期更新的数字化离散幅值)。基本控制单元的响应时间常与该模块滤波元件有关,一般时间常数为 $1 \sim 10\mu\text{s}$ 。

(3) 系统功能。通常控制内容包括内环控制和负载控制,内环时间常数为 $10\mu\text{s}$ 数量级,而外环响应时间可从几十微秒到几百微秒。更上层的系统级,实时需求不强,通常为毫秒数量级到 100ms 数量级的时间响应均可满足系统级的需求。

由上所述,应用管理器到硬件管理器之间的信号传输是实时系统需解决的关键,该通信层为数字通信层,一般为满足控制需求,在变流器中的每个开关周期都需更新数据。

以一个简单的三相系统为标准,以半桥为智能标准模块主电路,因此该系统具有三个硬件管理器,每个硬件管理器反馈给应用管理器的变量有:电流、电压、电压相位和频率,8 位数据精度和 10kHz 的开关频率,数据带宽要求大致为 1.5Mbit/s 。涉及到较复杂的系统,如六相变频调速系统,假定每个节点四个变量,一共六个节点,12 位的数据精度,开关频率为 50kHz ,所需通信数据带宽大致为 20Mbit/s 。

基于上述讨论和分析,关键网络层带宽至少为 1.5Mbit/s ,但是这样的通信系统使用场合非常狭小。随着系统的复杂度和系统功率级的提高,相应标准模块主电路结构复杂度的增加,基本控制单元反馈量大大增加,带宽需求

也大大增加。因此结构简单且带宽高的通信网络,使得网络的普适度大大增加。100Mbit/s 级的网络通信能力将使得系统的设计更加灵活,可以应用于多种不同需求的场合。

4.5.3 高速智能环形网络

4.5.3.1 环形网络概要

高速智能环形网络是电力电子系统网络(PESnet)的一种,环形网络拓扑将各节点通过缆线连成一个封闭的环形,不需要终结器,数据信号沿着环单向传播,依次通过每个节点,控制简单,信道利用率高,通信线总长度短,不存在数据冲突问题,在局域网中应用较广泛,容易安装和监控,可采用隔离性能好和通信速率高的光纤作为传输媒质。环形网络的缺点是其容量有限,网络建成后,难以增加新的站点;另一致命弱点是,数据信号需要依次通过每一节点,原始环形网络中的任何控制节点发生故障都会影响整个网络的正常工作。综合考虑,环形网络还是可以作为关键通信层的一种较好的方案。

环形结构的网络拓扑如图 5.7-32 (c) 所示,也叫做菊花链环形网。在分布式电力电子系统中,可以将硬件级和应用级两类管理器分别定义为网络从节点和主节点。

由于菊花链环形网络的信息发送模式为点对点,所以不同位置的从节点接收主节点的信息必定存在不同传输延时,但是对于诸如三相系统的逆变器和整流器,若每个相桥模块的同步运行特性比较差,则系统无法按照预期功能进行工作,即无法实现预期的控制算法,因此在每个通信周期,主节点除了发送从节点所需数据之外,还必须保证每个模块的同步运行,以确保整个系统按照主控制器的控制算法运行。

如网络带宽越高,系统设计的灵活性相应增加,使得通信协议更加完善,确保系统的正常运行。在受到现有网络资源限制的前提下,通过合理配置网络节点的发送和接收顺序可以减少数据通信的时间,通过数据的编码和解码以及网络拓扑的改进可以使得系统的通信周期大大缩短。

考虑到电力电子系统本身是强干扰源,首选光纤作为网络媒质。应用级管理器和硬件级管理器跟光纤媒质互联的通信接口,也要求具有跟光纤相匹配的数据通信速率,才能使得光纤和通信接口的通信能力达到最大利用率。根据现有电力电子应用场合的需求,100Mbit/s 级的带宽可以满足大部分应用系统的通信需求。

4.5.3.2 高速智能环形网络

图 5.7-33 (a) 所示的是基本环形网络拓扑,图 5.7-33 (b) 所示的是网络的具体结构,其中的节点包含节点控制器、信号收发控制器和光纤信号收发器,各个节点之间以光纤为传输媒质。由网络信号传输媒质光纤,将网络各节点单元连接;其中节点控制器,控制本节点的信号发送器和信号接收器的工作模式,发送和接收每个节点的数据,若该节点被定义为网络主节点,则该节点控制器还将承担与上层网络的数据通信工作;节点信号发送器,将从节点控制器得到发送数据按照工作模式命令,转换为串行差分信号模式发送;节点信号接收器,将来自光纤接收器的串行信号转换为并行信号并接收;光纤发送器,将电信号转换为光信号,使之在光纤媒质上传输;光纤接收器,将来自光纤的光信号转换为电信号。节点信号发送器,带并—串编码功能;节点信号接收器带对应串—并解码功能。

信号发送源节点,信号从节点控制器出发,经过节点信号发送器,将并行信号转换为串行差分信号发送;信号经光纤发送转换器,由电信号转换为光信号,进入光纤媒质;信号经光纤媒质进入下一个相邻节点的光纤接收转换器,信号重新转换为电信号,进入该节点。网络节点作为该智能高速通信网络中

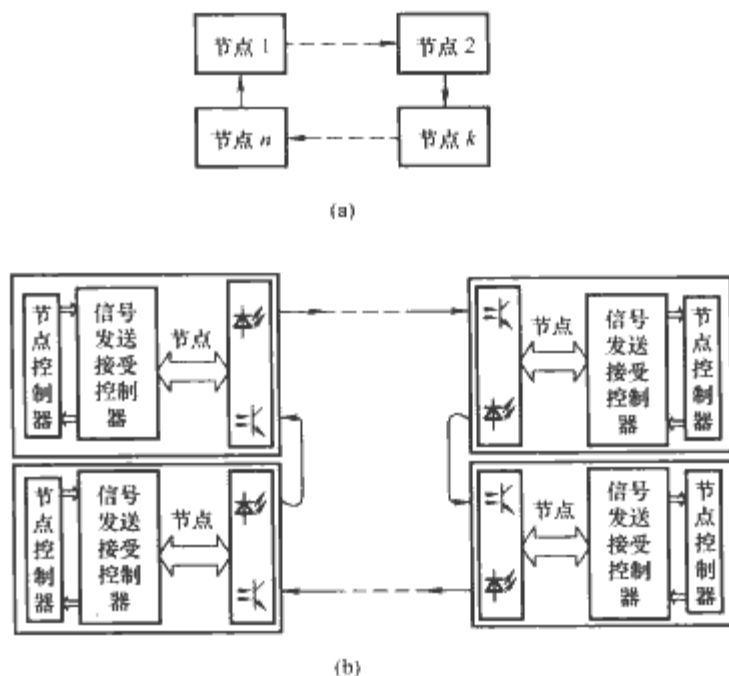


图 5.7-33 环形光纤通信网络拓扑

(a) 基本环形网络拓扑; (b) 网络的具体结构

的信号接收和发送的起点与终点、中间传输点。网络信号传输媒质光纤作为该网络节点单元之间连接的媒质,承载网络信号的传输。网络通信功能的完善取决于通信协议的完善。

4.5.3.3 数据的收发模式

上述高速智能通信网络各类数据的通信方式归纳如下:① 主节点发送从节点接收:命令帧由主节点发送到从节点,当该帧经过光纤接收器到达从节点时,该数据帧通过两个路径分别到达每个节点的控制器和光纤发送转换器;主节点发送的数据帧和同步帧,其收发模式和命令帧相同;各个从节点根据收到的地址信息与本节点地址比较,根据比较结构进行数据帧的取舍。② 从节点发送主节点接收:当主节点需要从某从节点采集数据时,该从节点控制器即成为该光纤发送转换器数据源;数据类型可以简化为纯数据帧,其发送源为从节点,接收节点为主节点。

系统网路可以构建双环和单环,单环网络信息流只能在单方向上流动,但是双环网络的成本大大增加,每个节点需要两个发送和接收转换器。

以上通信协议定义中的主、从节点必须进行功能划分,根据电力电子分布式系统的各控制层而定。

如图 5.7-34 (a)、(b) 分别为典型的串行网络和高速智能通信环形网络的数据收、发模式示意。下面以同步帧(假定同步数据帧内的数据内容有指令和地址两项)为例,传统串行网络结构与智能网络结构的区别所在。如图 3.7-34 (a) 中所示,同步指令和地址域在到达其相对应的从节点时必须经过该从节点之前的从节点,因此对每个接收节点来说,在主节点发送指令之后到该节点接收到该指令,存在其前面节点接收和发送的延时,其与主节点距离越远,则延时相应越长。而图 3.7-34 (b) 中的系统,主节点发送指令给接收节点,数据始终在光纤的环形网络上,数据到达目的节点时不需要经过其前面节点的接收和发送延时。因此两个网络比较,显然,新的网络的节点在接收到主节点发送数据的延时要比原网络小的多。当主节点需要从某从节点采集数据时,该从节点控制器将该节点的光纤发送转换器数据源切换为控制器。系统网路可以构建双环和单环,单环网络信息流智能在单方向上流动,但是双环网络的成本要高的多,每个节点需要两个发送和接收转换器。此网络通过灵活选择节点光纤发送转换器的数据源,同样大大缩短了主节点作为应用控制器时的传输延时。

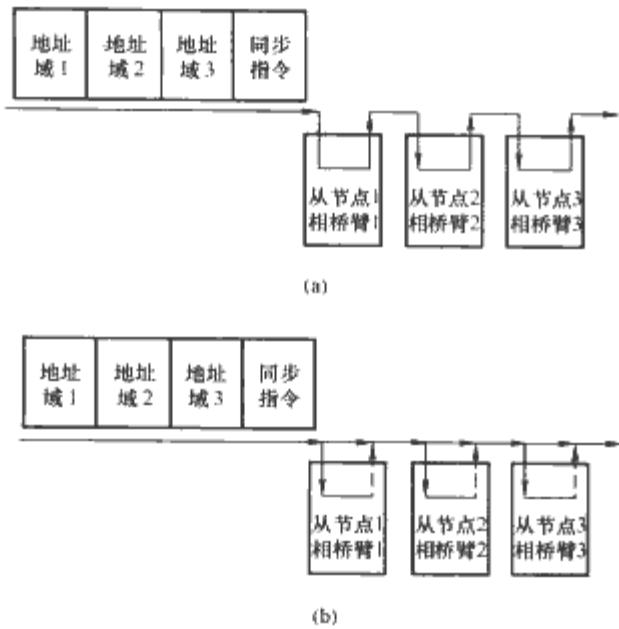


图 5.7-34 三相系统的环形同步帧命令接收延时比较
(a) 典型的串行网络; (b) 高速智能通信环形网络

此外, 上述 PESNet 采用光纤作为网络媒质, 具有极强的抗电磁干扰能力, 能适应中、大功率电力电子应用系统的电磁环境。

4.5.3.4 数据的同步方式

PESNet 是一种主从结构 (Master-Slave), 并具有确定反映的网络。假如在数据传输中出现错误, 被破坏的数据就没有用了, 将被新的数据所覆盖。图 5.7-35 显示了两种基本的数据类型: 实时数据和非实时数据。一般非实时数据传输优先权低于实时数据。实时数据包括开关频率、开关周期及其采样数据等变量。非实时数据包括初始化和硬件管理器的软件配置。

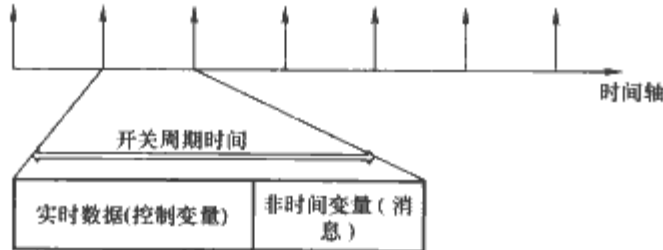


图 5.7-35 传输时间段中的数据分配

在基于 PEBB 标准模块和双重分布式控制体系的前提下, 通信数据的合理安排将更有助于系统的同步问题的解决。根据系统通信需求, 列出了三种数据类型: 命令帧、数据帧和同步帧。下面就实现系统通信简单罗列下可供参考的数据长度的定义。表 5.7-6 列出了根据系统需求所定义三类数据帧的数据类型的长度, 其中数据帧地址域长度为 8, 高四位为多主节点地址预留, 低四位定义为从节点地址, 系统最多可以包含 16 个从节点。数据域包含多个不同类型的数据, 如实时采样电压和电流, 非实时的温度, 故障和模块的运行状态, 预留一个字节。目前 A/D 的数据采样一般以 12 位定义。同步地址域, 高四位为接收同步信息的从节点地址, 低四位为同步补充信息, 即传输延时的补偿信息。

表 5.7-6 信息流数据长度定义

信息格式 (帧) 内容	数据位数 (bit)
命令标识符	4 (可发送 16 种命令)
数据标识符	4
数据帧地址域	8 (其中高 4 位为地址位, 低 4 位为该地址接收数据信息)
数据域	12
校验码	16
同步标识符	4
同步帧地址域	8 (其中高四位为从节点地址, 低四位为补充信息)

如表 5.7-6 和图 5.7-36 所示, 采用图 5.7-36 (a)、(b) 和 (c) 三种实时数据格式, 其分别为数据帧、同步帧和命令帧。这些帧基本满足控制、数据传递及其同步的需要。在数据帧中, 数据包中先说明这个命令性质, 后面是节点的地址、数据域、CRC 校验域。数据域的具体配置取决于特定的应用场合和硬件管理器的类型。

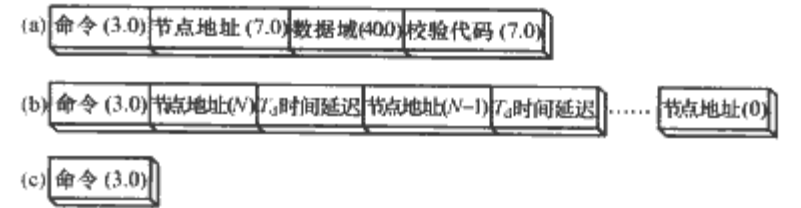


图 5.7-36 双重分布式控制系统的数据帧类型及各自结构图
(a) 数据帧; (b) 同步帧; (c) 命令帧

在一个环形网络中, 在数据传播的途径中每个节点就代表着有一个传播延时 T_d , 这意味着要保持同步的话命令中需要有同步的命令, 所以每个节点需要收到 mT_d 的延时命令 (其中 m 由节点数和节点所处的位置决定)。高速网络的测试结果为每个节点的延时为几十纳秒左右, 因此忽略同步信息, 引起输出 PWM 驱动脉冲的相移, 有可能导致低频的谐波, 降低应用系统的输出质量。当前工业界提出高频的需求, 因此该问题所引起的系统同步问题将更加突出, 因此除网络通信速度的提高外, 还需额外的附加方式来解决同步问题, 从而提高系统的质量。环形网络中对于同步延迟的累计效果如图 5.7-37 所示。如果网络中的节点数目比较大, 距离比较远的节点之间的同步延迟就比较可观, 将导致各个变流器的失步。解决该问题最简单和实用的方法是在每个节点增加一个数字延迟, 即每个节点能根据同步信号的到达主动延迟 PWM 信号的输出。图 5.7-38 所示为采用数字延迟补偿方式的同步问题解决方案示意。



图 5.7-37 环形网络中同步延迟的累计效果

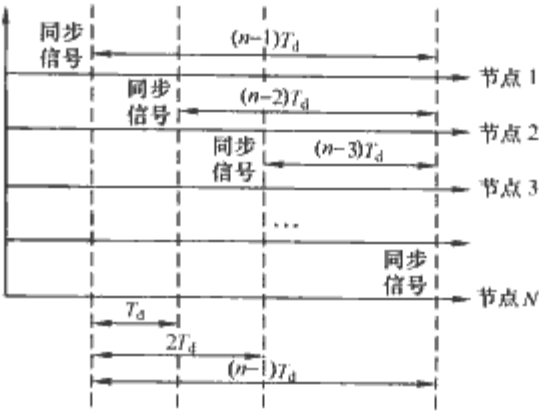


图 5.7-38 带有数字延迟补偿算法的网络同步方案

参 考 文 献

- [1] D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters, New York: John Wiley and Sons, 2003.
- [2] Johann W. Kolar, Hans Ertl, Franz C Zach, Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system, IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(6), 1063-1075.
- [3] Joachim Holtz, Bernd Beyer, Optimal Pulsewidth Modulation for AC Servos and Low-Cost Industrial Drivers, IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4), 1039-1047.
- [4] Marian P. Kamierkowski, Luigi Malesani, Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5), 691-703.
- [5] Vladimir Blasko, Analysis of a Hybrid PWM Based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods, IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(3), 756-764.
- [6] Joachim Holtz, Pulsewidth Modulation—A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992, 39(5), 410-420.
- [7] 陈坚, 电力电子学——电力电子变换和控制技术, 2版, 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [8] 吴麒, 自动控制原理: 上、下册, 北京: 清华大学出版社, 1998.
- [9] 胡寿松, 自动控制原理, 4版, 北京: 科学出版社, 2001.
- [10] Morris Driels, Linear Control Systems Engineering, 1st Edition, Beijing: Tsinghua University Press, 2000.
- [11] Shih-Liang Jung, Lien-Hsun Ho, Hsing-Chung Yeh, et al. DSP-Based Digital Control of a PWM Inverter for Sine Wave Tracking by Optimal State Feedback Technique, IEEE-PESC'94 Conf. Rec., 1994, 546-551.
- [12] Li Peng, Kai Zhang, Yong Kang, et al. Performance Analysis and Improvement of Digital Controlled PWM Inverter, IEEE-APEC2006, Dallas, Texas, March, 2006.
- [13] Kai Zhang, Yong Kang, Jian Xiong, et al. Direct Repetitive Control of SPWM Inverter for UPS Purpose, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3), 784-792.
- [14] 高为炳, 非线性控制系统导论, 北京: 科学出版社, 1988.
- [15] V. I. Utkin, Sliding Modes and Their Applications in Variable Structure Systems, Moscow: MIR Publishers, 1978.
- [16] 刘豹, 现代控制理论, 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [17] 王丰尧, 滑模变结构控制, 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [18] 孙德滨, 程勉, 高为炳, 输出线性系统的变结构控制, 航空学报, 1990, 11(7): A405-A409.
- [19] 高为炳, 程勉, 变结构控制的品质控制, 控制与决策, 1989, 4(4): 1-6.
- [20] 高为炳, 变结构控制的理论基础, 北京: 科学技术出版社, 1990.
- [21] Alberto Isidori, Nonlinear Control System, 2nd Edition, Springer-Verlag, 1991.
- [22] (美) Muhammad H. Rashid, 电力电子技术手册, 陈建业等译, 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [23] H. Sira-Ramirez and M. Rios-Bolivar, Sliding mode control of DC-to-DC power converters via extended linearization circuits and systems I: fundamental theory and applications, IEEE Trans. Circuits and Systems, 1994, 41(10), 652-661.
- [24] P. Mattavelli, L. Rossetto, and G. Spiazzi, Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control, IEEE Trans. Power Electron., 1997, 12(1), 79-86.
- [25] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, et al. General-purpose sliding-mode controller for DC/DC converter applications, in Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), Seattle, June 1993, 609-615.
- [26] H. Pinheiro, A. S. Martins, and J. R. Pinheiro, A sliding mode controller in single phase voltage source inverters, in IEEE IECON'94, 1994, 394-398.
- [27] 张黎, 丘水生, 滑模控制逆变器的分析与实验研究, 中国电机工程学报, 2006, 26(3): 59-63.
- [28] Derdiyok, A.; Guven, M. K.; Rehman, H.; et al. Design and Implementation of A New Sliding-mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Machine, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1177-1182.
- [29] Bimal K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, New Jersey, US: Prentice Hall PTR, 2002.
- [30] 王立新, 模糊系统与模糊控制教程, 王迎军, 译, 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [31] Wing-Chi So, Chi K. Tse, and Yim-Shu Lee, Development of a Fuzzy Logic Controller for DC/DC Converters: Design, Computer Simulation, and Experimental Evaluation, IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(1): 24-32.
- [32] R. S. Pena, R. J. Cardenas, J. C. Clare et al. Asher, Control Strategies for Voltage Control of a Boost Type PWM Converter, IEEE-PESC 2001, Vancouver, BC, 2: 730-735.
- [33] Li Jian, Kang Yong, and Chen Jian, A novel fuzzy PD plus repetitive control scheme for inverters, IEEE-IEEC 2002, Washington DC, 319-324.
- [34] 阎平凡, 张长水, 人工神经网络与模拟进化计算, 2版, 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [35] Javad Mahdavi, Mohammad R. Nasiri, Ali Agah, et al. Application of Neural Networks and State-Space Averaging to DC/DC PWM Converters in Sliding-Mode Operation, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2005, 10(1): 60-67.
- [36] Kyo-Beum Lee, Sung-Hoe Huh, Ji-Yoon Yoo, et al. Performance Improvement of DTC for Induction Motor-Fed by Three-Level Inverter with an Uncertainty Observer Using RBFN, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(2): 276-283.

- [37] Patricio Salmerón and Jesús R. Vázquez. Practical Design of a Three-Phase Active Power-Line Conditioner Controlled by Artificial Neural Networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, 20 (2): 1037-1044.
- [38] D. Srinivason, W. S. Ng, and A. C. Liew. Neural-Network-Based Signature Recognition for Harmonic Source Identification. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2006, 21, (1): 398-405.

第 6 篇 电力电子软开关技术

主编单位：浙江大学

主 编：邓 焰 顾亦磊 吕征宇 何湘宁

编写人员：邓 焰（浙江大学）

顾亦磊（浙江大学）

吕征宇（浙江大学）

何湘宁（浙江大学）

第1章 概 述

1 硬开关工作描述

电力电子技术的核心是开关功率变流技术。在理想化前提下,功率开关器件在两种状态之间瞬间切换,零电压承载电流的导通态和零电流承受电压的阻断态。理论上理想开关工作不消耗能量,因此开关功率变换有高效率完成电功率变换的可能,这是传统线性电源所不可比拟的。然而现实物理世界不存在理想情况,实际开关工作在高频化或大容量情况下,产生了一系列相关问题。

实际开关元器件不具备理想特性,导致其开关工作过程偏离理想情况,即工作在所谓硬开关条件下。开关功率变换的基本单元结构原理如图 6.1-1 所示。在实际电路中,电压源与电流源一般对应足够大的电容、电感元件(它们在开关状态切换过程中电压/电流近似恒定)。这两种结构是传统脉宽调制开关变流器的基础,目前在工程实际应用中居主流地位,工作于所谓硬开关状态。

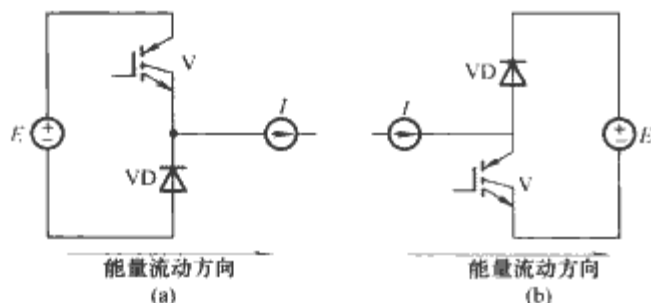


图 6.1-1 开关功率变流的基本单元结构原理

(a) 能量从电压源向电流源传递的情况;

(b) 能量从电流源向电压源传递的情况

I —电流源; E —电压源; V —有源开关; VD —二极管(无源开关)

参照图 6.1-1,假定线路寄生参数和二极管特性均为理想情况,以主功率开关阻断为初始态,电流源电流通过二极管短路续流维持。当开通控制信号给出,开关 V 电流开始上升,由于开关管的非理想特性,其开通电流上升时间不可能达到无穷小,而是需要有一个过程,在此期间 V 和 VD 各流过电流源部分电流,而二极管在正向载流时是不承受反向电压的,这意味着 V 同时承受电压源电压 E 和部分电流,直至其电流上升到 I ,二极管才由导通转向阻断;同样,当关断信号给出,由于 V 的电压上升时间不为零,二极管 VD 在其两端电压降至零之前不导通, V 又必须同时承受电流 I 和部分电压,直到端电压上升为 E 。不考虑寄生参数的 PWM 变流器功率开关电压、电流波形如图 6.1-2 所示,在开关状态切换期内,主开关上存在电压、电流重叠以及相应的能量耗散。而考虑线路寄生参数以及二极管的非理想反向恢复特性,开关情况就更加恶劣,开关电压、电流波形如图 6.1-3 所示。硬开关工作还有一种非理想特性是开关器件的寄生并联电容放电现象,即在导通瞬间形成电流冲击,并将管端电容在阻断期间存储的全部电场能量损耗在开关管上,这一效应在诸如功率 MOS 管一类结电容较大的高频器件上表现还是非常明显的。PWM 硬开关工作不仅由于开通、关断瞬间的电流、电压重叠以及寄生电容放电产生正比于开关

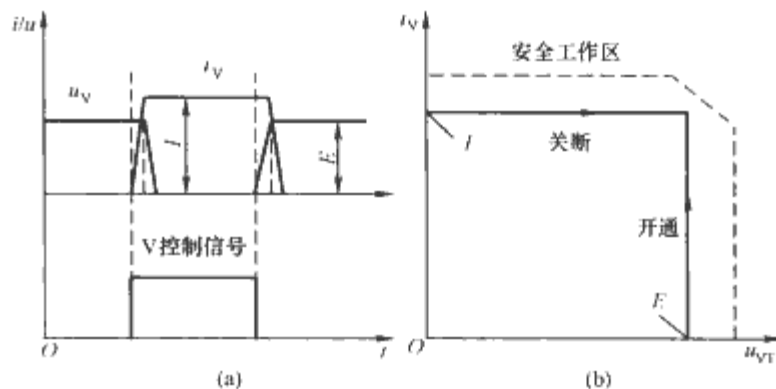


图 6.1-2 不考虑寄生参数的 PWM 变流器

功率开关电压、电流波形

(a) 开关管的电压和电流波形; (b) 开关管的开关轨迹

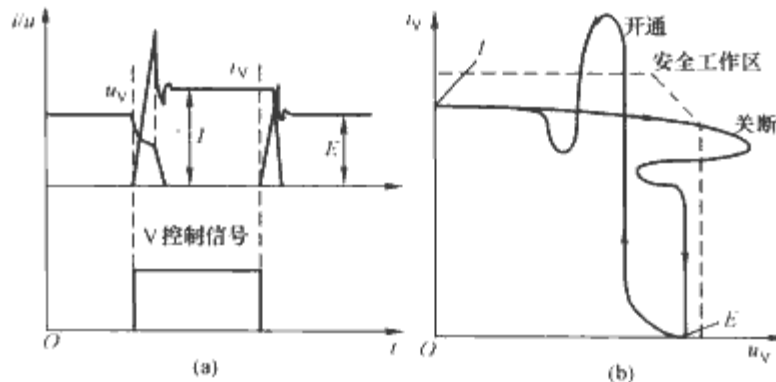


图 6.1-3 考虑寄生参数和二极管非理想反向恢复

特性的 PWM 变流器功率开关电压、电流波形

(a) 开关管的电压和电流波形; (b) 开关管的开关轨迹

频率、电压和电流水平的开关损耗,从而减低了变换效率,还因为越来越快的开关速度导致很高的 di/dt 、 du/dt ,通过线路寄生参数、二极管反向恢复产生大的电磁干扰以及额外电气应力,进而削弱了电磁兼容性和工作可靠性。

2 软开关的概念

为克服硬开关带来的负面效应,学术界就应对措施进行了长期的研究,其成果被统称为软开关技术。所谓软开关的概念,并没有一个十分精确的定义,有的概念和提法至今还有争议,但是定性上讲软开关的含义是明确的,是直接针对硬开关工作状态而言的。硬开关是功率半导体开关器件非理想的开关状态切换过程,有较大的电压、电流重叠以及寄生并联电容自放电的可能,存在较高的 di/dt 或 du/dt 以及较为恶劣的二极管反向恢复过程,那么软开关则是与之形成对比,通过技术手段减少以至避免功率器件开关期间的电压、电流重叠,对于器件寄生电容开通自放电以及高的电压、电流变化率和二极管恶劣工况,软开关技术也可能对其中部分或全部有所削弱甚至消除。

软开关按照其作用对象——开关器件的开关过程细节,可以作简单划分,即零电压开关(Zero Voltage Switching, ZVS)和零电流开关(Zero Current Switching, ZCS),具体含义为:ZVS是在开关状态切换期间开关两端电压为零,ZCS是在开关状态切换期间开关承载电流为零,软开关电

压、电流波形及 u/i 轨迹如图 6.1-4 示意。很明显，只要满足 ZVS/ZCS 其中之一，开关过程就可以避免高电压、大电流的重叠，这一开关过程就可以叫做软开关。实际的软开关和上述理想情况下的软开关定义多少是有差别的，一般认为开关状态切换期间管电压/电流维持在一个比较低的程度，就可以被视为零电压、电流开关了。软开关的实现可以有多种多样的手段、途径，其目的是避免硬开关工作带来的负面效应，有利于开关功率变流的高效、高可靠性、高频化工作以及缓解电磁兼容问题。软开关的实现需要在硬开关换流模式中插入一些新的状态，在原本开关管电压、电流幅值同时存在的阶段将其一或二者暂时转移到别的地方，亦即进行一定的能量转移，这样的转移可以是无能量损失的，也可能是耗散性的。应该指出的是，软开关技术的目的是低损耗、低噪声，而不是仅仅实现零电压或者零电流开关，因此任何实现 ZVS/ZCS 的高损耗开关辅助技术都不应该算作典型的软开关技术。

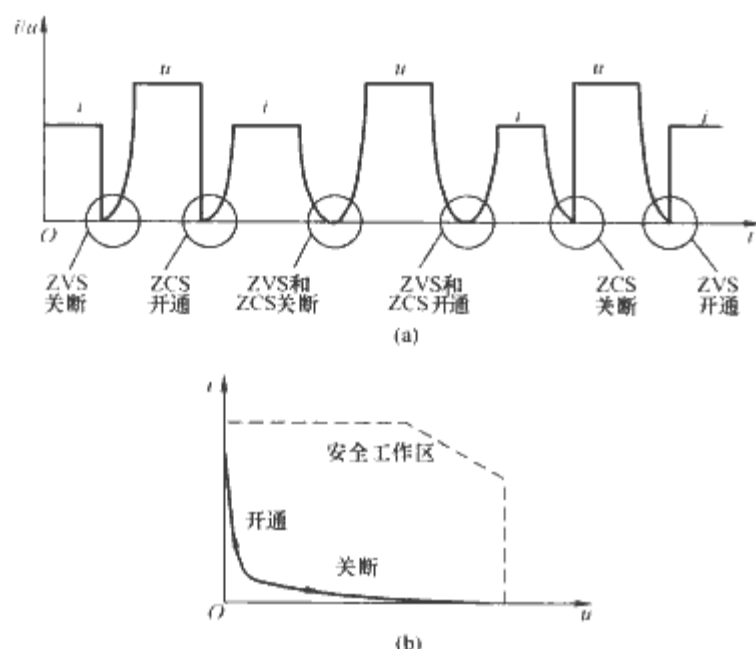


图 6.1-4 软开关电压、电流波形及 u/i 轨迹
(a) 各种不同类软开关电压、电流波形示意图；
(b) 软开关的典型电压——电流轨迹示意图

3 软开关技术的分类

软开关技术的种类很多，分类方法也很多，本书主要按照实现软开关的技术手段进行划分，分为有源（Active）和无源（Passive）两大类。所谓有源，就是所采用的方法中使用了额外的开关器件，检测、控制、驱动电路，或者更广义地说，有源方式的介入多少会改变原有硬开关工作模式的工作原理；所谓无源方式，则应该是不使用附加开关器件，不使用额外的检测、控制、时序、驱动措施，完全在原有电路上附加一些“被动”元器件，不改变原有工作模式。在后面的内容当中会看到，有源软开关技术可能是控制型软开关、谐振式软开关、有源能量回馈吸收技术等；无源软开关技术只有一种可能，就是无源、无损吸收（缓冲）技术。这两类技术着眼点不同，各有侧重，也各具优劣，在技术发展背景下，二者区分也不是一概而论，而有相互借鉴的趋势。

4 软开关技术的发展

软开关技术的形成和发展经历了相当长的时间，并长期处于电力电子学术界研究热点区域，至今仍然得到相当重视和继续探索。

软开关的基本思想是削减开关过程中电压、电流的重

叠，进一步细看，其基本策略是控制开关过程中管电压、电流的变化速度（主要是减缓变化率，力图将其一或二者在开关切换过程中保持在接近零的较低水平）。从电工基础理论可知，电感元件承载电流具有不可突变特性，电容元件两端电压具有不可突变特性，同时理论上是非耗能元件，只是进行能量吞吐。从后面的阐述可以看到，几乎所有的软开关技术基本手段都是基于以上两点，即利用储能元件电压、电流不可突变的特性来达成软开关目的。

从 20 世纪 60 年代开始以工频相控晶闸管为典型开关器件的传统电力电子变流装置开关频率很低，几乎没有前述的软开关要求，但作为半控器件，晶闸管出于安全工作考虑，提出了对自身电压、电流变化率的限制要求。实现这些要求的方法是简单以电容、电阻与之并联以抑制管端电压变化速度，以电感电阻与之串联以抑制管电流变化率，这一架构正是后来无源软开关技术的发端，不同之处只在于后者尽量不使用耗能元件，而设法以无源方式将暂时存储在这些电感、电容元件中的能量转移到输入电源或者输出负载上，而不是简单用电阻消耗掉。

在 20 世纪 70 年代后期全控器件出现之前，斩波控制的直交变换以及直直变换静止变流器依赖半控器件进行，它们的关断无法靠原有电路进行，必须附加所谓强制换流电路来施加反向电压，进行可控关断。这样的附加电路往往由电容、电感、二极管、小容量的晶闸管以及一系列检测、控制、驱动电路组成，它们在主晶闸管关断时刻附近工作，在短暂时间内处理与主开关容量类似的较大电压、电流过程，以改变主开关的开关状态，这形成了后来有源软开关技术的雏形，如一系列的零电压/电流转移技术（ZVT/ZCT），以及逆变器中的有源换流谐振极技术（ACRP）等。

自从全控器件进入工业应用，以门极可关断晶闸管 GTO、金属氧化物半导体场效应管 MOSFET、双极型功率三极管 BJT（又叫 GTR）以及绝缘栅极双极型晶体管 IGBT 为代表，开关变流器容量越来越大，开关速度越来越快，软开关需求日益突出。根据器件工作原理和物理性能的区别，有的器件基本上可以“独自”工作，例如功率 MOSFET 即以无附加开关辅助要求著称。而很大一部分器件要求开关辅助电路，如 GTO 需要大的关断缓冲电路确保器件在电流急剧截断情况下的工作安全，因二次击穿效应 BJT 也需要相当的关断吸收以约束开关工作轨迹于较狭窄的安全工作区内，早期 IGBT 也需要限制关断电压上升速率以避免栓锁效应等。上述开关辅助电路与晶闸管时代的开关辅助网络类似，在此基础上发展出来的软开关技术多为无源、无损吸收技术。

如果进行软开关工作，不同的器件对开关条件的优化要求不同，例如对于 MOSFET 这种典型的多子器件而言，具有关断迅速、漏源极寄生结电容较大、开通自放电明显的开关特性。这样的器件适合安排 ZVS 软开通，即在开通前将管电压降低到零附近，抑制甚至消除开通放电损耗，如果采用 ZCS 开通，则无法解决自放电问题。再如 GTO 是典型的少子器件，其关断期间少数载流子复合过程导致器件关断行为中有一个相对长时间的明显电流拖尾，适合采用 ZCS 形式的软开关，靠外部力量在器件关断指令到达前就将其电流下降到零附近，如果采用 ZVS 关断，其关断拖尾电流存在导致要达到近似的低关断损耗，相应关断期间管端低电压维持时间比一般器件长得多，附加代价显著增加。许多 IGBT（混合载流子器件）也具有类似特性。

不难看出，ZVS 对关断而言可以简单以并联电容实现，

可以无源；但是对于开通来说，必须附加额外开关在开通信号到达前将主开关（寄生并联电容）电压释放，所以ZVS开通必然是有源的；与之相对应，ZCS开通可以通过串联电感无源实现，而ZCS关断需要使用另一个开关将管电流分走后再施加主管关断信号，它必须是有源的。

上述对软开关的描述基本上是从PWM变流器基本单元角度出发的，实际上，并非所有变流器都采用PWM技术，软开关技术的重要类别——谐振变流技术基本上都采用PFM等其他种类工作原理。由于附加开关以及控制的成本、代价考虑，早期的（20世纪80年代）软开关技术主要是两个方向：无源、无损吸收技术和谐振变流技术，在基本拓扑基础上，这两者都不使用附加开关元件。无源软开关技术，亦即无源、无损吸收技术在20世纪80、90年代一度得到广泛重视和深入研究，其优点一目了然：完全不改变PWM硬开关变流器工作原理，只是在其主电路中串联电感、并联电容以实现ZCS开通与ZVS关断，以及附加必要的电容、电感、二极管、互感器等无源元件以回收利用吸收能量。这类技术的不足在于：附加网络对主功率元件（主开关和主续流二极管）会产生原理上的附加应力，对PWM控制产生所谓“占空比丢失”，在一定程度上增加元器件控制成本，如果要达到“无损耗”要求，附加元件数量、质量要求都比较高。如典型单端变流器一组开关、续流二极管对实现无源软开关最少要附加一个电感、两个电容、三个二极管，而且电路布局、元器件质量都要相当考究；在多开关变流器情况下，附加网络庞大，尤其是桥臂拓扑下，无源软开关技术尚有一些无法克服的困难，因此目前无源软开关技术在单端变流装置中有一定实用意义。与无源技术基本同时期，对谐振变流器也进行了大量研究，其特点是多为变频控制工作，电路工作在（部分）谐振过程中，开关电压或电流呈正弦形状，它们仅仅在正弦波过零的时候进行开关动作，以实现软开关。但按这类原理工作的软开关技术缺点是很明显的，例如变频工

作特性使得输出滤波环节设计困难，利用率低，更重要的是，开关元器件正弦波形状的电压、电流波形是不利的。相对PWM工作的方波形状，传递同样功率，谐振变流开关器件可能需要大得多的电压或电流额定值，目前只在一些小功率特殊场合（如变流器功率密度、开关频率极高情况下）有实用价值。

特别应该提到的是，谐振原理直接作用于开关过程或其辅助过程从而实现软开关是软开关技术通行的原理。无源、无损吸收电路的吸收能量转移就多采用谐振办法。从开关变流器基本拓扑看，谐振变流器并没有附加额外开关，按开关周期的时间尺度看，谐振变流技术整个周期都工作在谐振状态下以获得软开关，后期大量技术将谐振工作部分限制在开关状态切换附近的短暂时间间隔内，使得装置按谐振工作完成软开关，总体还是工作在PWM原理下，即所谓部分谐振变流器，当今绝大部分有源软开关技术都是属于这类范畴。部分谐振技术采用谐振原理实现主开关的ZVS、ZCS开通和关断，种类很多，其中大部分需要附加开关和控制、驱动来主导这个开关切换时刻附近发生的短暂过程，例如零电压、零电流转换技术及有源钳位技术等。

另一类软开关技术在拓扑上与PWM硬开关电路没有多大区别，也不增加额外开关，但是工作原理、开关时序完全不同，使用不同的控制方法和工作原理，使得主功率开关能够工作在ZVS、ZCS状态。这类软开关技术均为多开关变流器，主功率开关之间有互为类似软开关辅助开关的效应，这类技术以相移软开关技术、非对称半桥技术为典型，不附加额外开关器件，主开关应力与PWM硬开关理论应力类似，定频工作。诸如此类的良好特性使得它们成为目前软开关技术的主流和最具实用价值的种类。与PWM相区别，这类定频控制的软开关技术跟同样不附加元器件的谐振变流器一样，可以被视为在工作原理、控制方法上进行了变动的特殊有源软开关技术。

第2章 无源软开关技术

1 吸收电路

前面提到,软开关技术需要在开关状态切换过程中将电压和(或)电流暂时从开关元件上移走,避免电压、电流的明显重叠。这种转移可有多种方式,但无一例外利用了电场、磁场储能元件,即电容、电感来实现。无源软开关技术是其中的一种方式,不附加额外开关器件以及相应检测、控制、驱动电路,不改变原有工作模式。

吸收电路(Snubber)又名缓冲电路,源于最早的开关辅助电路网络,如继电器的阻容、电阻—电容—二极管灭弧电路,晶闸管的开通和关断缓冲电路等。传统的吸收电路作用主要是抑制高的 di/dt 和 du/dt , 确保器件工作在安全工作区,以及在一定程度上降低器件瞬态功耗,缓解 EMI 情况。随着电力电子技术的发展,新的开关拓扑理论、检测手段、控制策略、驱动方式以及最新电、磁元器件得到广泛应用,使得无损耗或低损耗的无源、有源吸收技术受到越来越密切的关注、研究和应用,吸收参数得以强化,成为一类重要的软开关技术。

1.1 吸收电路的基本原理

图 6.2-1 是典型电力电子开关电路的拓扑单元,绝大部分开关功率变流器都可以看作这两种拓扑单元的组合。在实际电路中,电压源、电流源一般以足够大的电容、电感元件等效。开关电压、电流波形如图 6.2-2 所示,在开关状态切换期内,主开关上有电压、电流重叠以及相应的能量耗散。而考虑线路寄生参数以及二极管的非理想反向恢复特性,开关情况就更加恶劣,如图 6.2-3 所示。

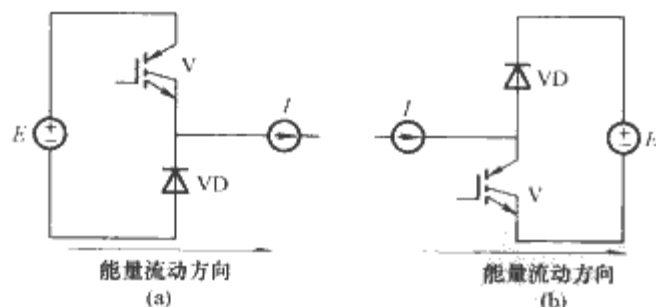


图 6.2-1 典型电力电子开关电路的拓扑单元

(a) 能量从电压源向电流源传递的情况;

(b) 能量从电流源向电压源传递的情况

I —电流源; E —电压源;

V —有源开关; VD —二极管(无源开关)

和一切软开关技术一样,所有吸收电路都是利用电感元件电流不能突变和电容元件电压不能突变的特性来工作的,其基本原理是在主开关所在回路上以一容性支路与之并联,利用电容两端电压不能突变的特性在主管关断期间为其提供一条分流路径,避免它同时承受高电压,实现类似零电压开关的关断开关状态切换;与此相对应,以一感性元件与主管串联,利用电感之中电流不能突变的特性在开通期间为主管

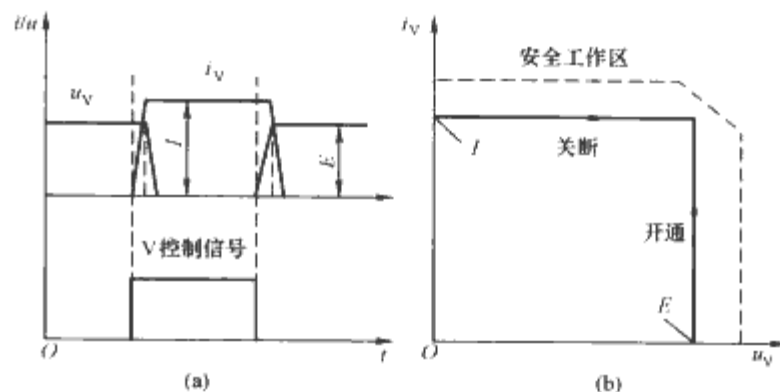


图 6.2-2 不考虑寄生参数的 PWM

变流器功率开关过程示意

(a) 开关管的电压和电流波形; (b) 开关管的开关轨迹

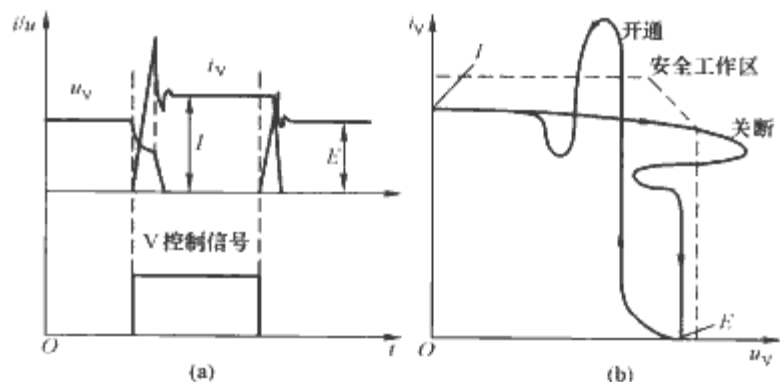


图 6.2-3 考虑寄生参数和二极管反向恢复

的 PWM 变流器功率开关过程示意

(a) 开关管的电压和电流波形; (b) 开关管的开关轨迹

提供一个分压元件,缓升主管电流,避免其同时承载大电流、高电压,实现类似零电流开关的开通开关状态切换。图 6.2-4 所示为关断及开通吸收电路的基本结构和波形示意,为了避免储能元件的能量泄放回路与主电路之间的不良相互作用,往往以一个二极管将它们隔离,一般而言这个二极管是与主开关相同电压等级的快恢复类型,其瞬态特性对吸收电路工作影响较大。

1.2 吸收电路的参数选择

在分析吸收电路时普遍采用以下假设:①开关过程时间远远短于开关周期,其间负载电流可视为保持恒定;②功率开关电流上升、下降时间为常数,与外部条件无关。

首先来看一般意义上的缓冲电感量和吸收电容值 (L_s 和 C_s) 的选择。其取值取决于开关器件电压、电流下降速度、下降模式及对开关损耗的要求。一般器件开通期间电压变化用线性下降来近似已足够精确,缓冲电感量值、开通吸收强弱及相应开通损耗的定性、定量估算均可采用与后述关断吸收电容相对应的方法。实际上,由于一般器件导通速度相对比较快,在工程实践中,视开通电压瞬间下降为零的模型也相当普遍和有效,此时估算公式为

$$L_s = \frac{U_d}{di/dt} \quad (6.2-1)$$

式中: U_d 为电源电压; di/dt 为主续流二极管反向恢复所期望的最大电流变化率绝对值。缓冲电感在减轻开通功耗同时

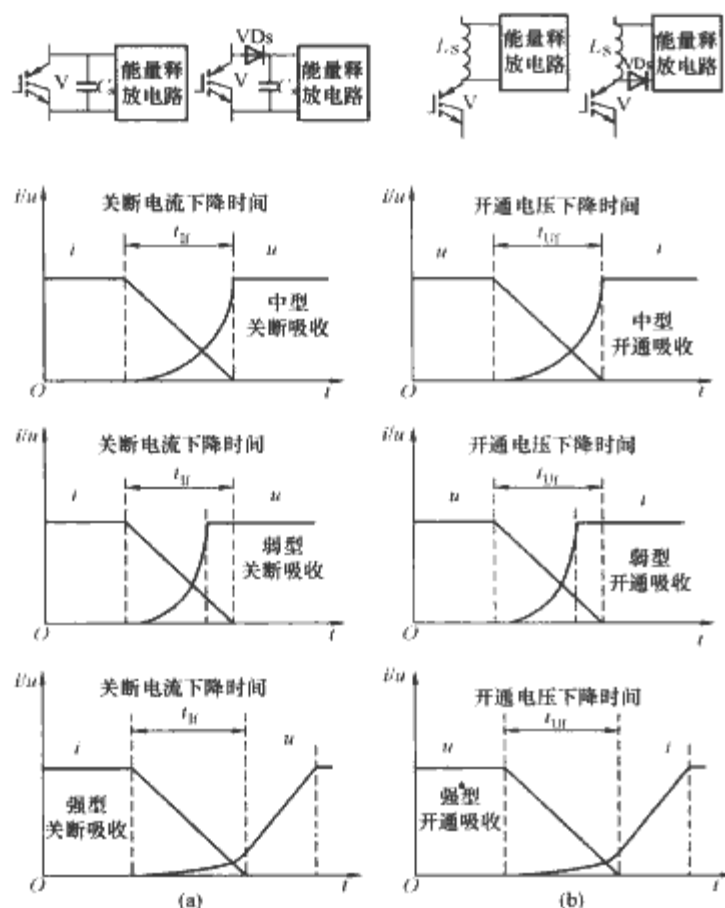


图 6.2-4 关断及开通吸收电路的基本结构和原理波形

(a) 关断吸收电路及波形；(b) 开通吸收电路及波形

还有改善二极管反向恢复情况的重要作用，考虑到这一点，实际取值往往大于估算值。

开关器件的关断速度普遍慢于开通速度，关断电流突降为零的模型除在吸收电路定性分析中用到，在参数计算中较少采用。MOSFET、功率晶体管等器件关断电流变化模式近似线性下降，其间吸收电容电流线性上升，两端电压则为其积分，呈抛物线形上升。按管端电压在管电流下降为零之前、之后上升到电源电压，可将吸收电容分为弱型吸收和强型吸收，二者的临界点称为中型吸收，其值为

$$C_{sN} = \frac{I_o t_{ff}}{2U_d} \quad (6.2-2)$$

式中： t_{ff} 是电流下降时间。积分可得中型吸收情况下主管关断损耗

$$P_{offN} = \frac{U_d I_o t_{ff} f}{12} \quad (6.2-3)$$

式中： f 是开关频率。对于强型吸收，取 $K_C = C_s / C_{sN}$ ，主管关断损耗经简单推导为

$$P_{off} = \frac{P_{offN}}{2\sqrt{K_C - 1}} \quad (6.2-4)$$

吸收电容充电至 U_d 耗时为

$$t_1 = \frac{K_C + 1}{2} t_{ff} \quad (6.2-5)$$

对于 GTO、早期 IGBT 等因基区剩余少数载流子复合效应而存在明显关断拖尾电流的器件，不可套用线性电流下降模型，而有相应较复杂的模型和计算方法，但定性结论与电流线性下降器件是一致的，只是定量上归结为以更大 C_s 取值达到削减开关器件关断电压电流重叠的目的，在此不作赘述。

图 6.2-5 图示出了采用不同强度吸收参数时功率开关的开关轨迹，可以看到，差异是明显的。吸收电路的设置目的不尽相同。传统吸收电路的作用是削弱器件开通、关断期间过大的 di/dt 与 du/dt ，减少其间器件上电压、电流的重叠，将开关轨迹约束在安全工作区范围内，确保电路可靠运行。这样，吸收储能元件参数不必选择过大，只要满足安全工作

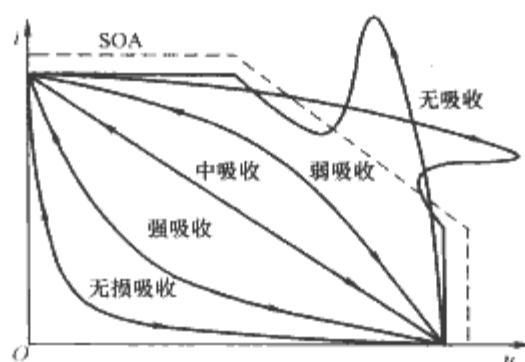


图 6.2-5 采用不同强度吸收参数时功率开关的开关轨迹

区要求即可。本章关心的是另外一种应用场合：吸收电路实现软开关，也就是说选取较重的吸收储能元件参数，使得开通、关断过程中管端电压与管载电流尽可能相互错开，重叠越少越好，这使得开关轨迹非常靠近坐标轴。要实现吸收式软开关，其吸收参数必须选取“强型”参数，这一数值远大于前面定义的“中型”参数。吸收储能元件取值越大，存储能量越多，而它们在下一个开关状态变换之前必须“复位”，即要求电感、电容上的电流、电压回零，将存储在磁场或电场中的能量释放，才可确保下一开关周期的吸收功能。传统的耗能式吸收电路把这些正比于 f 、 $L_s I_o^2$ 、 $C_s U_d^2$ 的能量通过电阻耗散，在软开关要求下这样大量的能耗与其初衷背道而驰。基于吸收思路的软开关技术，其关键就在于处理吸收储能元件中的能量，将重吸收参数储能元件中能量回馈电源或（和）负载，达到软开关目的。

必须指出的是，从理论上讲，吸收电路不能影响器件开通时寄生电容自放电过程（虽然这种损耗对多数器件而言可以忽略），也不能“彻底”消除器件开通和关断损耗，但吸收电感、电容取值越大，主管开关损耗越小，开关轨迹越靠近坐标轴，越接近理想的软开关情况。总的看来，吸收电感、电容的取值在实际工程应用中很大程度上受经验及厂家给定数据左右，一般在吸收参数大到一定程度后开关元件的开关损耗便不再明显下降。应该特别指出的是，文献中提到的“吸收电路”并不都是用于减轻开关电压、电流重叠，相当一部分实际上是钳位电路（Clamping Circuit），如逆变器直流母线电压过冲吸收电路，出于相似的工作机理以及使用当中经常的密不可分性，本章对钳位电路不加排斥和严格区分。

1.3 吸收电路的作用和评价标准

吸收电路的作用包括以下一项或多项：

- (1) 降低开关损耗。
- (2) 降低变流器 EMI。
- (3) 改善续流二极管反向恢复条件。
- (4) 降低续流二极管过电压。
- (5) 提高变流效率。
- (6) 提供短路保护、过电压抑制的可能手段。

吸收电路性能评价的考虑因素为：

- (1) 附加元器件数量（成本）。
- (2) 附加损耗。
- (3) 额外检测与控制（以上连两项针对有源吸收能量回馈技术）。
- (4) 所致主管附加稳态应力（如电流、电压过冲等）。
- (5) 占空比限制要求，电路工作的速度和负载依赖性。
- (6) 其他对主电路工作的不良影响。

1.4 吸收电路的分类

按不同的分类方法，吸收电路可划分为：

(1) 按能耗。无损耗(低损耗)电路与耗能式电路。

(2) 按参数大小。强型、中型和弱型电路。

(3) 按具体作用。开通、关断和混合式。

(4) 按工作方式。无源和有源式。

(5) 按电路极性。有极性(Polarized)和无极性(Unpolarized)。

(6) 按工作场合。单端变流器(Single-Ended Converter)吸收电路和桥臂(Bridge Leg)吸收电路。

(7) 按吸收元件。线性(Linear)电路和非线性(Non-linear)电路。

2 无源软开关技术

从上述内容可知,吸收式软开关技术,亦即无源、无损耗(低损耗)吸收技术是唯一可能的无源软开关技术。其基本思路是把吸收元件中存储的能量释放到负载或电源中去,而实现这一回馈的无源方式,不附加开关、检测、控制、驱动电路,仅以电容、电感、互感、二极管(无损式一般不用电阻)等无源元件构成的网络来实现。无源方式的长处在于不改变原有工作模式,理论上附加成本优势,工作可靠,效率高;不足之处是附加网络拓扑比较复杂,工作原理分析设定较复杂,适应性相对较差,主功率器件承受原理性附加应力。

2.1 单端无源软开关技术

所谓单端变流器,一般指使用一个主功率开关器件(也有使用一对同时序开关器件的,如双管正激/反激电路),对负载进行单方向激励,常规的6种非隔离式基本直-直变流电路以及隔离型直-直变流电路如正激、反激,都是单端变流的例子。单端变流器基本工作单元如图6.1-1所示,按其基本结构中开关、续流二极管、电感中电感电流情况划分,其工作模式可分为电流连续模式(Continuous Current Mode, CCM)和电流断续模式(Discontinuous Current Mode, DCM)。对于DCM,主开关开通是零电流开通的,只需要关断软开关电路,对于CCM,一般要对开通、关断过程进行干预。

图6.2-6是DCM单端变流器常见的无源软关断结构。相对而言,只考虑关断吸收的无源、无损电路较容易以较少的附加元器件实现,有较高实用价值。图6.2-6(a)所示为经典的LCD无损吸收,吸收电容取值较大,兼有电压钳位电路的重要作用,在诸如正激、反激之类隔离式变流器中得

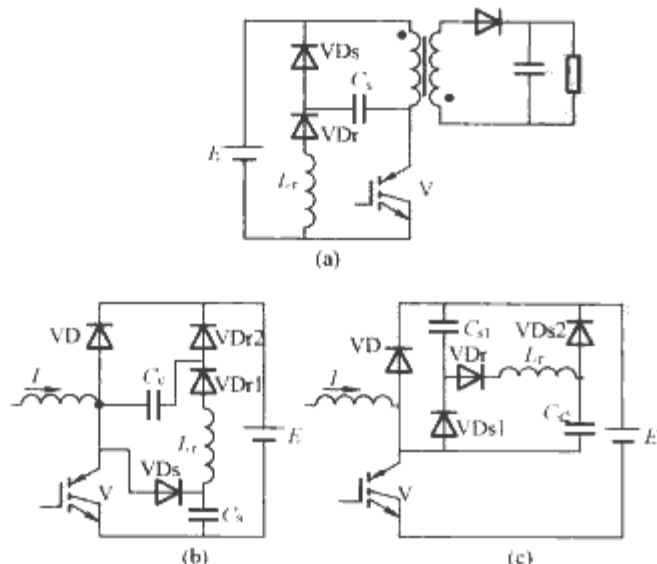


图 6.2-6 几种常见的单端无源关断软开关电路
(a) 经典的 LCD 无损吸收; (b) 双电容的无损吸收电路(一); (c) 双电容的无损吸收电路(二)

到应用。其吸收、钳位能量通过开关导通时由 LC 谐振在电容器中反向存储,最终馈送到负载(需要注意的是,根据不同元器件参数,这个拓扑可以工作在软开关电路状态,也可以工作在钳位工作状态)。隔离式单端变流器由于存在变压器,其漏感串入使得主开关开通情况得到一定程度改善,对开通吸收的要求往往不高。图6.2-6(b)是广泛采用的一种电路,使用了两个电容,可以分别作关断吸收和钳位之用,吸收所存储吸收能量通过开关导通转移到钳位电容,最终经过二极管传到负载,附加元器件较多。图6.2-6(c)结构与图6.2-6(b)原理相近,但没有将电容直接并于主管两端。由于线路寄生参数原因安装要求较高,吸收效果略差。一般而言,无源软开关结构在不同的主电路拓扑上通过拓扑形变,可以得到多种不同表现形式,不一一列举。以下情况也是类似,本章一般采用类似图6.2-6的示例形式,只给出其中一种典型结构。

图6.2-7是用于单端变流器的一些无源软开关结构。图6.2-7(a)利用到二极管的反向恢复电流在吸收电感中的储能,负载依赖性较强,参数难以估算;图6.2-7(b)则利用附加二极管较高的正向压降复位吸收电感,速度慢,通态损耗增加;图6.2-7(c)采用变压器励磁电感作为开通吸收元件,需要一个电压源(E_a)来控制主开关附加电压应力,由于电压源通常常见于一般开关变换电路,例如其输入电压、输出电压和控制用辅助电压源,这种办法不算是有源的方式,但因为变压器寄生参数,主管耐压与变压器二次侧二极管耐压的矛盾等问题,这种方式一般适于小容量场合。单纯无源开通软开关电路原本很少单独使用,多与关断电路配合用,但随着功率开关关断特性改善,二极管的反向恢复与功率、频率的矛盾上升为开关损耗、EMI来源中的主要成分。单独的无损、低损开通吸收电路作为二极管反向恢复 di/dt 抑制器,越来越受到重视。但是从拓扑角度看,常见开关功率变流器以电压源输入、电压源输出为主,开通吸收能量的单独无源回馈利用不如关断吸收能量容易处理,如图6.2-7(a)、(b)的方案是工频低速开关电路的旧办法,在高频开关主流工况下已经没有什么实际意义。

把上述开通和关断电路加以组合可以实现开通以及关断的无源软开关,但简单累加的结构显然不是最优,通过合

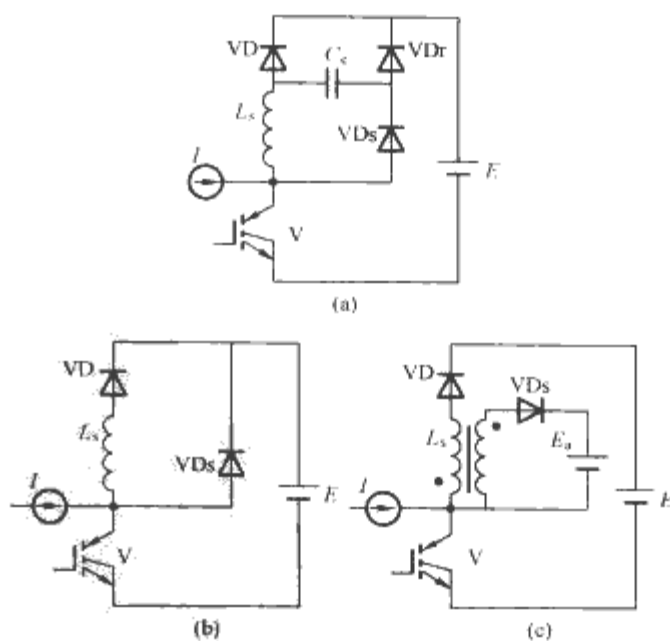


图 6.2-7 几种常见的单端
无源开通软开关电路

(a) 利用二极管的反向恢复电流在吸收电感中储能;
(b) 利用附加二极管较高的正向压降复位吸收电感;
(c) 采用变压器励磁电感作为开通吸收元件

并, 可以用较少的附加元器件完成。用于单端变换器的开通、关断无源、无损吸收电路是最早的无源软开关思想之一, 其理论、应用及工程化研究已经达到相当成熟的地步。以前述斩波电路为例, 按缓冲电感在电路中可能的不同位置, 各有相应的无损、无源吸收电路结构, 如图 6.2-8 所示。图 6.2-8 (a) 为理论上吸收电感可能插入的不同位置, 图 6.2-8 (b)、(c) 为其中两种对应的完整电路实例。这一类完整的开通、关断单端无源软开关电路最少使用一个开通缓冲电感、一个关断缓冲电容、一个能量转移电容 (也可以作为钳位电容) 和三个换流二极管, 将吸收能量回馈到负载、电源, 实现主开关无附加电压应力、附加元件数量最小, 六种非隔离单端变换器拓扑均有不少于五种的此类结构。再考虑非拓扑最简类型以及主功率开关有附加电压应力的类型, 实现单端变换器无源、无损吸收的拓扑数量十分巨大, 这一大批拓扑的提出应归功于拓扑研究基础理论上进行的深入探索, 基本吸收单元 (Cell) 成为无源、无损吸收研究的主要方法。在这一领域取得的成果已经有工程实用化的例子, 如地铁机车大功率牵引用 Buck 斩波器无源软开关, 单相 Boost 无源软开关功率因数校正电路等, 可以说单端变换器场合应用是无源吸收技术的成功典范。当然, 无源软开关工作原理决定其必然有的缺点为:

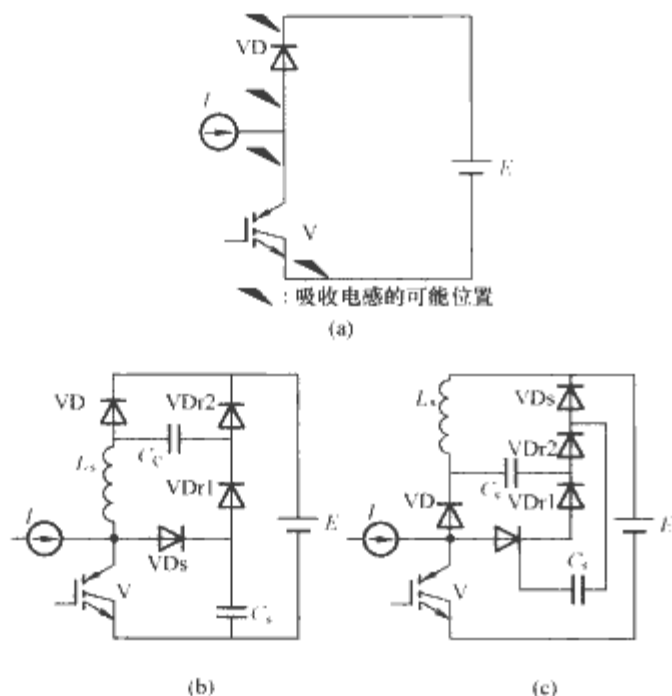


图 6.2-8 单端无源开通、关断软开关电路
(a) 理论上吸收电感可能插入的不同位置;
(b)、(c) 两种完整电路实例

(1) 功率开关必然承受附加电气应力。吸收型软开关的吸收能量只能通过主功率开关或者主续流二极管来传递、转移, 对它们必然在硬开关工作理论电气应力外叠加额外的电压、电流应力。这些附加应力可以有多种表现形式, 一般选择软开关电路结构, 将其表现为主开关上的附加电流应力和主续流二极管上的附加阻断电压应力, 因为二极管的电压耐受冗余能力相对较强。

(2) 工作适应范围有限。开通、关断吸收能量的传递、转移回馈均要耗时, 占用一定的 PWM 有效时间, 即所谓占空比损失。这一所谓缺点是所有软开关技术都不能够避免的, 因此只能进行相应改进, 以尽量缩短这一过程。

2.2 桥式电路无源软开关技术

桥式电路是电力电子变换器中最常见的基本拓扑, 可构成半桥、全桥及三相、多相桥式变换器, 涉及中、大功率的

电能变换, 大多采用此类结构, 逆变桥则是桥式电路的典型代表。大功率高频工作的桥式电路对软开关技术的需求是显而易见的, 然而到目前为止, 实用的桥式逆变器普遍采用耗能式缓冲。由于逆变桥的特殊拓扑, 负载、电源和现有开关连接 (反并续流二极管、模块化) 和工作方式与单端电路有所区别, 逆变桥可视为两个单端变换器单元的组合, 但其缓冲电路绝非二者简单相加, 工作状态因两管各自所属网络相互影响而发生质变, 原来的单端变换器用无源、无损吸收技术如被随意照搬, 将无法工作。桥臂无源、无损吸收技术的基本思路有两种: ①基于优化的桥臂耗能式缓冲器拓扑, 设法以无源网络替代电阻, 实现无损吸收; ②基于单端变换器无损吸收结构, 加以合理归并、改动或另辟途径, 构造新的无源网络以达到目的。按照第一条思路不难推想, 现有优化的桥臂耗能式吸收电路一般都尽可能减少功率电阻的数量, 这使得它 (们) 总是远离臂上两管之间的负载接入端, 这样, 如果存在替代电阻而且实现能量回馈的无源网络, 那么它实际上是与负载相互隔开的, 这决定了吸收能量的回馈目标不可能是通常具有电流源性质的 (感性) 负载。无源回馈的另一手段和目标是通过对变压器 (互感器) 回馈至电源, 而变压器的磁化电流复位是无损吸收技术中的一大难题, 在这一思路前提下, 以变压器替代原来承受单向电压的电阻, 基本不存在无源、无损耗的磁通复位手段, 只能以串入电阻或功率稳压管等耗掉其自感储能, 作为无源低损耗的折中, 通常这需要付出 25%~40% 的吸收能量损耗为代价。图 6.2-9 是分别基于 Undeland 和 McMurray 电路的“部分能量回馈吸收电路”。这类电路往往从设计上加大回馈变压器的励磁电感量, 以求降低励磁电流, 削减自感储能, 从而减少损耗, 这使得电路工作速度慢, 只能低频工作, 并可能存在不希望的寄生参数振荡。

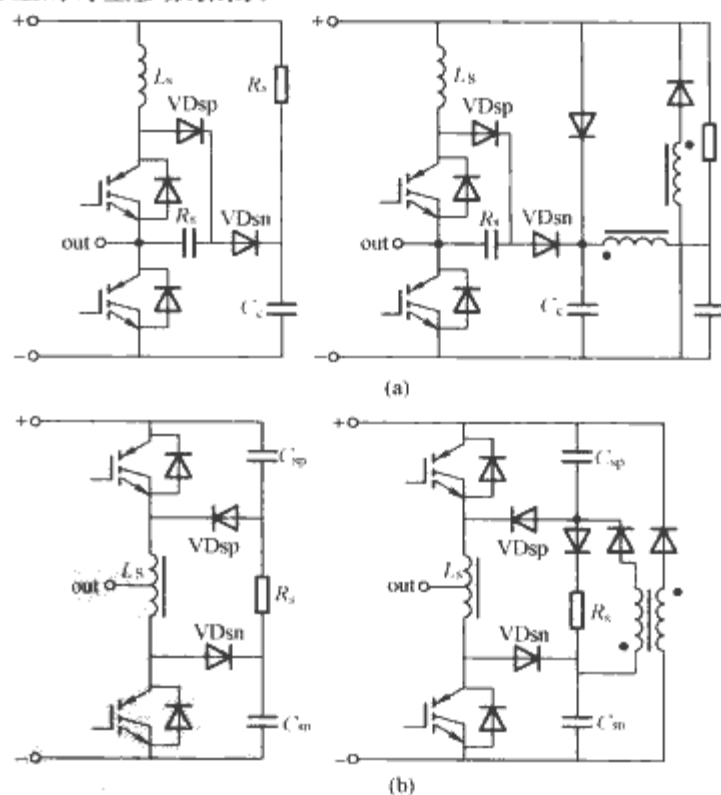


图 6.2-9 桥臂吸收电路的无源有损耗能量回馈电路
(a) Undland 缓冲电路及其无源能量回馈;
(b) McMurray 缓冲电路及其无源能量回馈

根据后一种思路以无源方式实现桥臂软开关的例子之一如图 6.2-10 (a) 所示, 这个电路是德国学者提出的, 从理论上讲实现了逆变器桥臂的无源软开通和关断且理论上无能量损失, 但其附加网络庞大。另一主要问题是在能量回馈变压器二次二极管耐压值过高, 如果主管设计电压过冲值是

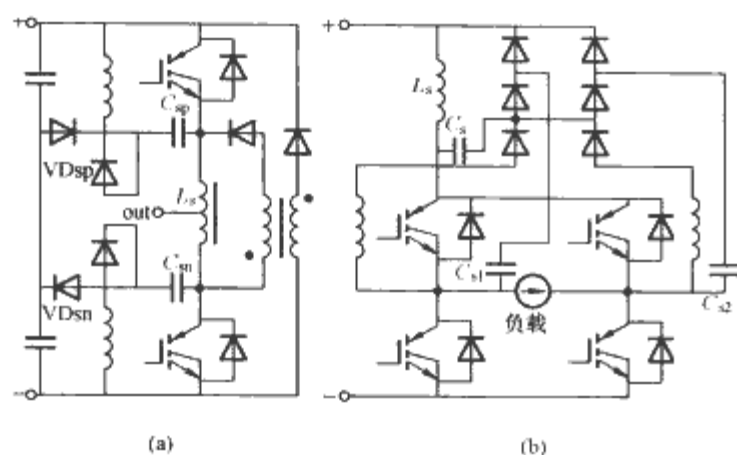


图 6.2-10 两种完全的桥臂无源软开关电路
(a) J. Holtz 电路; (b) 桥臂无源软开关的最简形式

$1/k$ 电源电压, 那么二次二极管将承受 k 倍电源电压, 这使得其实用价值变得很低。实现桥臂无源软开关难度很大, 往往要使用得不偿失的复杂附加网络, 缺乏工程可行性。图 6.2-10 (b) 是桥臂无源软开关的最简形式, 它有效地利用了单端变换器吸收技术中基础拓扑理论研究成果, 充分地发挥了“基本无损吸收单元”附加元器件最少化优势, 最大限度进行了元器件归并, 可以完全用 LCD 网络实现无损吸收, 从而避免了互感元件带来的一系列问题, 朝着工程实用化的方向跨进了一步。这一方案可以应用到从单桥臂到多桥臂的场合, 各臂共享开通缓冲电感以及钳位电容。从一定程度上讲, 这种桥臂无源、无损吸收技术已经带有某种有源方式的意味了, 它力图利用多个主开关协同工作, 相互承担完成吸收能量回馈, 这一能量回馈工作模式是完全依附、受制于主电路的, 独立性较低, 从开关功率变换器的常规标准看, 除效率外性能有限, 如依附于主电路, 缓冲能量回馈百分比不稳定, 它不得不以较大误差容限和严格的设计要求为弥补, 所以这个电路仍存在问题, 如主管关断过电压和开通附加电流过冲相互制约, 有较大负载依赖

性, 占空比适应范围较小, 设计、安装难度较大, 一些特殊多相工作模式下桥臂间有可能相互影响等。应该说在逆变桥式电路上, 至今仍缺乏实用价值很高并被广泛采用的无源软开关电路。

2.3 一些特殊的无源软开关技术

以上简要介绍了主流的无源软开关技术, 除此之外, 还有一些同样通过容性支路分流或感性支路分压实现的软开关技术, 也应当归类于吸收技术范畴。例如图 6.2-11 所示为两种基于吸收原理的组合式无源软开关单元, 以之替代普通单向功率开关, 无需考虑外部电路情况, 仅依靠内部措施实现无损吸收。这类技术实质是一种有源无损吸收技术, 辅助管与主管共用驱动信号, 共同承载功率, 相互对偶地转移吸收能量, 因其无需专门检测控制, 具有无源意味。它在某些场合有应用价值, 在一般情况下, 要使用标称参数与普通开关相同但数量大大增加 ($\times 4$) 的功率元器件, 代价较大是其最大问题, 此外还存在开关器件附加电压或电流应力较高等不足。

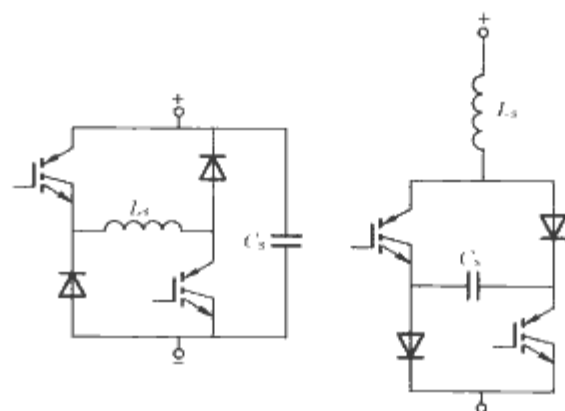


图 6.2-11 两种基于吸收原理的组合式无源软开关单元

第3章 谐振型软开关技术

1 谐振变流器

由电工基础理论可知, 磁场储能元件电感与电场储能元件电容在理论上不消耗能量, 前者所承载电流不能突变, 后者两端电压不能突变。与第1章中提到由电压源、电流源、有源功率开关和无源功率开关(二极管)组成的 PWM 开关功率变换基本单元结构相比较, 利用电感、电容的以上性质, 将其组合到类似基本结构当中, 配合以适当的控制策略与电压、电流检测以及门极驱动, 可以设法使得功率开关半导体器件在导通、关断的短暂瞬间保持接近于零的电压和电流, 获得 ZVS 和(或) ZCS。

谐振变流器是一种在开关网络激励下, 电源、负载参与的 LC 谐振电路, 由于谐振电路中的电压、电流量通常以正弦或余弦波的形式出现, 这给避免功率器件在开关期间的高电压、大电流重叠, 从而实现软开关提供了可能。图 6.3-1 是开关功率变换中典型的从电压源向电流源传递能量的基本结构, 表现为基本直-直变换结构就是 Buck (降压) 电路。与之相类似, 有多种谐振式软开关结构, 其工作原理有别于常规 PWM 模式, 以下分别作介绍。

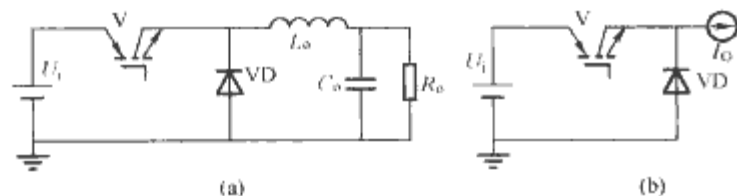


图 6.3-1 Buck (降压) 电路及其简化等效电路
(a) Buck 电路; (b) 简化的 Buck 电路

1.1 串联谐振变流器

图 6.3-2 是类似 Buck (降压) 电路的串联谐振变流器电路和理论波形示意图, 图中示意波形是负载为零时功率开关上的电压和电流, 这也是最容易分析的情况(图中未画出输出滤波器)。从输入电压源向负载供电的主功率开关串联了 LC 二阶串联谐振电路, 承受方波电压和正弦波电流, 在开关瞬间电流为零, 可以实现零电流开关 ZCS。在有负载情况下开关情况略有不同, 负载参与到谐振过程中, 形成类似阻尼谐振的工况, 仍可在一定范围内保持软开关特性。可以看到, 谐振变流器的稳压调整方式与 PWM 是不同的, 在这个具体例子里面, 开关导通一次完成一个谐振周期, 向负载传递一定能量, 如果负载轻, 则开关频率低, 输出功率小; 反之, 负载重, 则开关频率高, 输出功率大, 可见其稳压控制方式是恒定导通时间开关频率调制 (PFM) 的形式, 在主电路参数确定前提下, 电路有一个软开关工作功率上限, 超过这一输出功率, 开关一次接一次触发谐振所传递的能量就不够维持输出电压了。谐振变换存在广泛的多开关形式, 如全桥形式, 并大量运用于感应加热等负载谐振变流装置上。

1.2 并联谐振变流器

并联谐振变流电路在拓扑上跟串联谐振是完全对偶的,

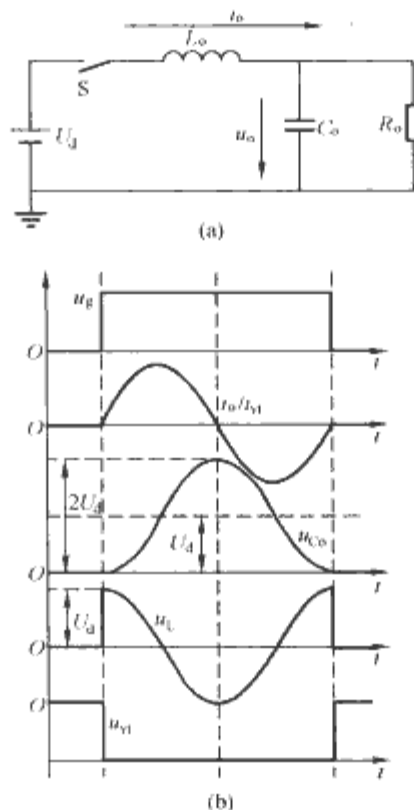


图 6.3-2 Buck (降压) 电路的串联谐振变流器电路和理论波形示意图
(a) 串联谐振变流器示意图;
(b) 零负载情况下串联谐振电路波形示意图

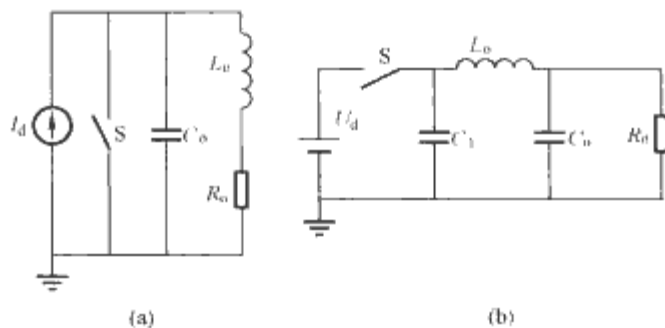


图 6.3-3 并联谐振与高阶谐振电路
(a) 并联谐振电路; (b) CLC3 阶谐振电路

如图 6.3-3 (a) 所示, 分析表明, 该电路中开关管承受正弦波形开关电压和方波形开关电流, 在开关瞬间管端电压为零, 可以实现零电压开关 ZVS。

1.3 高阶谐振变流器

如果在上述电路中谐振网络不是 2 阶的, 而是更高的阶数, 如图 6.3-3 (b) 这种 CLC 3 阶谐振电路, 那么开关过程同样可以实现谐振相关的软开关工作, 但相应波形、定性分析和定量分析都与 2 阶谐振的形式有所不同。

2 准谐振变流器

从上述介绍可以看到, 谐振电路由于谐振本身性质, 电压、电流要改变方向, 这在 DC/AC 变换中是符合变流器要求的, 所以典型的谐振电路通常多见于逆变电路。但在 DC/DC 变流器中, 输入、输出都是直流, 由几个基本直流变流

结构都可以看出,直流变流器往往使用二极管作为输出功率器件,以获得输出电量的单向性,例如人们熟知的降压、升压变换结构。如果要在这样的电路中采用谐振技术获得软开关效果,那么谐振过程必然带有直流偏置并被二极管打断,不能够完成谐振全过程,这样的软开关电路叫做准谐振变流器。

2.1 零电流开关准谐振变流器

直观理解,功率器件串联一个电感元件,利用其通过电流无法突变性质,可以实现开通期间电流缓慢上升效果,从而达到零电流开关 ZCS 的目的,类似这样的思路,利用 2 阶谐振电路实现开关管 ZCS 的谐振直流变流器叫做准谐振 ZCS 变流器。按降压电路为应用目标,典型的 ZCS 准谐振变流器电路原理图与理论波形如图 6.3-4 所示。

由于功率半导体开关器件有逆向导通和逆向阻断两类,前者门极驱动信号可以控制正向通断,但反向总是导通特性,例如功率 MOSFET,后者门极信号可以控制正向通断,但反向总是阻断特性,如 GTO、一般 IGBT。这两种特性也可通过与主开关并联、串联二极管来实现。可以看到,这两种性质的器件参与的准谐振变流是略有不同的,逆阻开关禁止电流反向流动,谐振过程中断较早,被称为半波准谐振模式;而逆导开关允许电流反向流动,谐振过程中断稍晚,被称为全波准谐振模式,相应原理图、换流过程等效电路以及理论波形都在图中示出。

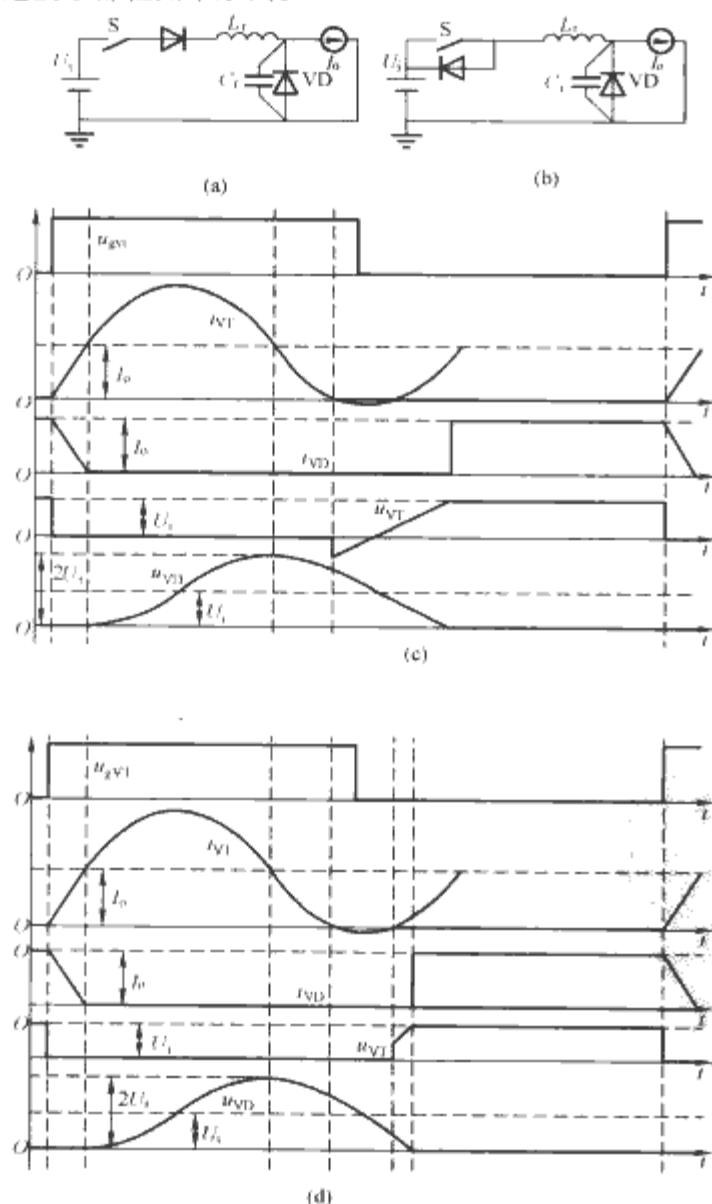


图 6.3-4 典型的 ZCS 准谐振变流器

电路原理图与理论波形 (一)

- (a) 采用逆阻器件的半波准谐振变流器;
(b) 采用逆导器件的全波准谐振变流器;
(c) 半波模式理论波形; (d) 全波模式理论波形;

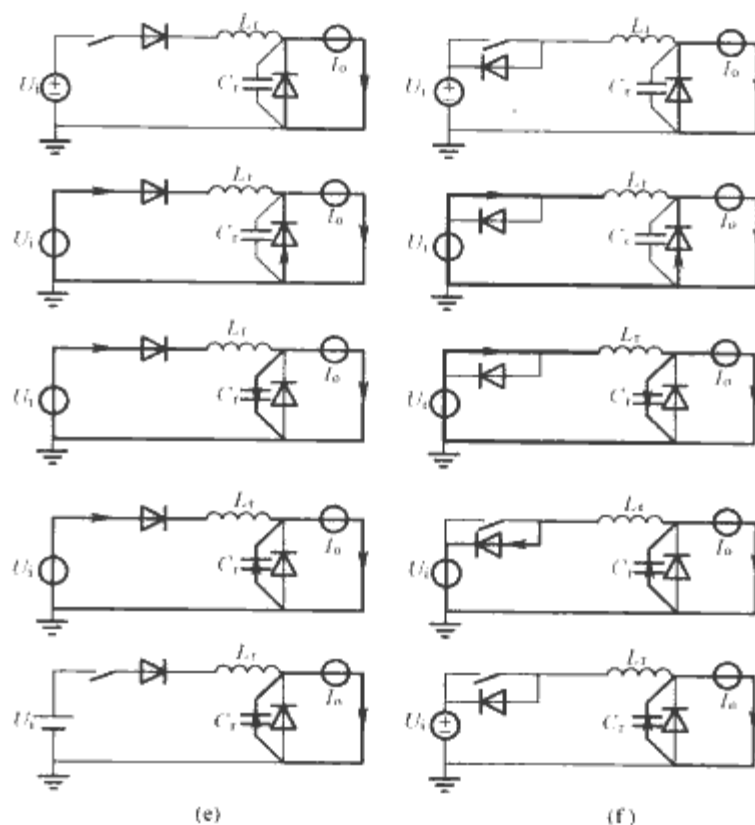


图 6.3-4 典型的 ZCS 准谐振变流器

电路原理图与理论波形 (二)

- (e) 半波换流等效电路; (f) 全波换流等效电路

在准谐振软开关变换中,人为地在常规 PWM 降压电路中串、并联电感和电容,由二者协同开关动作谐振产生开关的零电流工作状态,这两个电感、电容值参数决定了电路的诸多工作性能。由于输入、输出电压都是直流,输出电感电流也被理想化为直流量,这一谐振发生在一个直流的偏置之上,如果要求变换器在全负载工作范围内实现软开关,则需要 2 阶谐振的峰值电流大于负载电流,以达到在关断门极信号来临前将管电流压制回零的目的,这需要谐振特征阻抗小于一定值。由波形图还可以看到,开关管门极开通信号至多持续不超过一个谐振周期,同样给准谐振变流器的输出功率设置了一个上限,控制不可能采用传统 PWM 技术而必须采用恒定导通时间的输出稳压控制,也就是变频的 PFM 技术。可见,无论是负载适应性还是控制方法门极信号给定,谐振参数都起了至关重要的决定性作用。

2.2 零电压开关准谐振变流器

ZVS 类变流器与 ZCS 存在拓扑上的对偶关系,利用谐振网络中与功率开关等效并联的电容性元件实现其零电压开通和关断,其电路、分析不再赘述。在电压源输入、输出的情况下,ZCS 准谐振变换功率开关承受类似方波的电压和类似正弦波的电流,而 ZVS 准谐振变流器功率开关承受类似正弦波的电压和类似方波的电流。在实际电路设计与元器件选取中,半导体功率开关对瞬时耐压的安全要求以及价格敏感性要比瞬时电流高得多,故而 ZVS 准谐振技术在这类场合应用相对较少。

3 准多谐振变换器

众所周知,功率半导体开关器件并非理想开关,存有种种寄生参数,例如适用于高频开关的功率 MOSFET 就有一个相当可观的寄生参数:结电容 C_{ds} 。这个原理上跨接与 MOS 管漏源间的小电容形成了功率开关瞬态损耗中除去开通电压、电流交叠,关断电压、电流交叠之外的第三大组成部分:寄生电容开通放电损耗。理论分析与工程实践表明,

由于这一因素，考虑采用功率 MOSFET 为开关，零电流开通的软开关变换器（ZCS）极限开关频率约 2~3MHz，比零电压开通的软开关变换器（ZVS）的极限约 10MHz 低很多，而前面已经提到准谐振 ZVS 模式有器件耐压问题。诸如此类的考虑引出了多谐振的概念，即准多阶谐振变换器。

在准谐振变换器中，将原来的 2 阶部分谐振变换改变为 3 阶或者更高阶的部分谐振变换，可以既保持 2 阶 ZCS 准谐振变换的电压应力优势，又吸取 2 阶 ZVS 准谐振变换的无开通电容放电损耗长处，其典型电路如图 6.3-5 所示，具体分析不再赘述。在实际工程设计考虑中，用以实现开关 ZVS 的附加谐振电容最好只是元件自身的寄生参数，并未实际附加元件，但由于元器件参数的离散性，这种好的初衷往往得不到满足，必须以较大容值附加并联，缩小参数相对分布范围，可制造性较差。在分析设计上，多谐振也更加复杂。

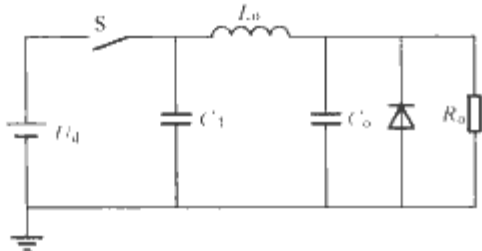


图 6.3-5 准多谐振变换器典型电路

4 E 类谐振变换器

我们知道，交流功率放大器有很多种类型，其中的 E 类是单功率管的高效开关功放类型，如图 6.3-6（a）所示。这种变换器本质是一种高阶谐振软开关逆变器，在其后级加上适当形式的低通滤波器，就可以实现软开关 DC/DC 变换，其中之一的例子如图 6.3-6（b）所示，这种电路实现了变换器功率元件的零电压开关。E 谐振变换器还有许多别的形式，用于实现零电流开关等，分析设计比较复杂，目前得到较多研究重视的一些特高频小功率隔离直流变换器，如 LLC 谐振变换器，工作原理与 E 类变换器十分类似。

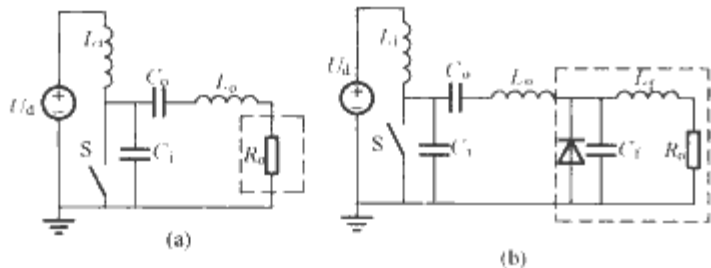


图 6.3-6 E 类谐振变换器

(a) E 类谐振放大器（虚线框内是逆变负载）；
(b) E 类 ZVS 谐振直流变换器（虚框内为整流器）

5 部分谐振变换器

前述谐振软开关变流技术由工作原理决定，传递能量的主电路工作主体采用谐振原理，这决定其变频工作方式，不能够使用传统的 PWM 控制，这给控制的实现以及磁元件设计的电磁兼容性分析等带来一定困难。实际上在保持 PWM 或相移方式等定频控制前提下同样可以实现以谐振为基础的软开关，只是这种只发生在开关状态改变时刻附近的一小段时间内，故被称为部分谐振变换器。

5.1 准方波变换器

所谓准方波变换器，实际上是功率开关原本在硬开关 PWM 控制下呈方波形式的端电压在折中工作方式下其边沿变得不那么陡峭，电压、电流不再重叠，波形略微偏移严格

方波而实现软开关。图 6.3-7 图示了以降压电路为例的某准方波变换器工作原理。从图中可以看到，原先的无源功率开关（二极管）被替换为有源功率开关（MOSFET）以满足电路运行要求。跟传统的 PWM 工作方式相比，电路拓扑完全没有变动但是工作模式发生了改变，类似接近临界断续电流工作模式，实现了主功率开关 ZVS 关断、ZVS/ZCS 开通以及主续流开关的 ZVS 开通、ZVS/ZCS 关断软开关。如此看来，准方波变换不仅只是主开关电压略微偏离方波，在工作模式上也区别于一般 PWM，软开关的代价是导通损耗增加了。

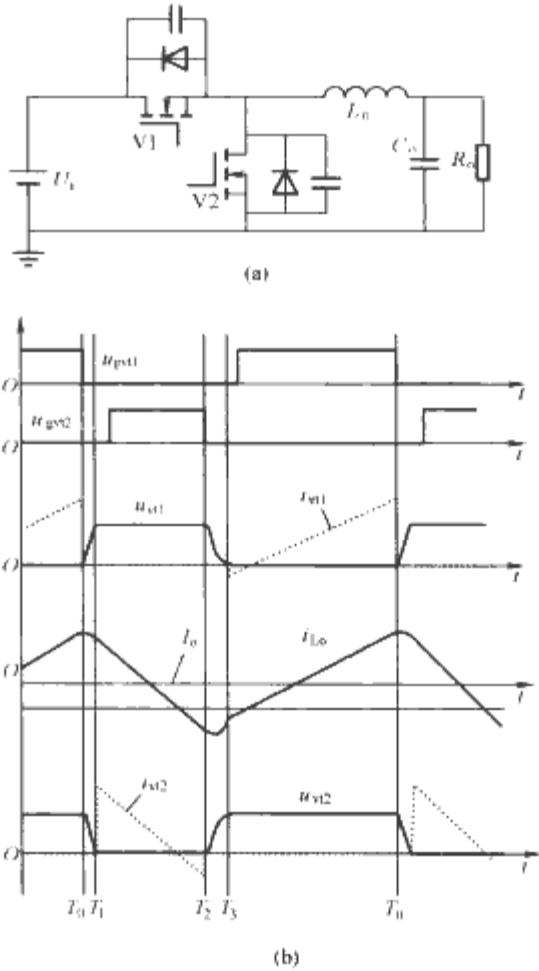


图 6.3-7 准方波变换器工作原理
(a) 电路原理图；(b) 波形图

5.2 非对称半桥变换器

关于控制型软开关技术本篇有专章叙述。与此同时，控制型软开关技术与谐振式软开关技术很难严格区分，几乎所有软开关技术都涉及谐振工作的原理。因此本章仍用一定篇幅对部分工作于谐振原理的控制型谐振软开关技术作一定讲述，非对称半桥就是其中电路结构和工作原理最为简单的一种。

半桥直流变换器的功率开关按桥臂成对出现，传统半桥直流变换器多采用上下管驱动脉冲半波对称，互差 180° 工作进行脉宽调制。一种软开关半桥工作模式，其两个开关驱动脉冲不是按传统对称排列，而是在间隔一个必要的死区时间后紧接着出现，呈现互补工作模式，其原理如图 6.3-8 所示。图 6.3-8 中的半桥结构由于上下管驱动信号不对称，如果采用传统电容中点分压电路会导致中点电位漂移，在图 6.3-8 中采用相对容量较小的隔直电容来替代其作用。可以看到在上下管导通时间不等的情况下，这个隔直电容左正右负的电位降幅值不同，变压器所受励磁在两个极性上电压幅值也不同，但伏秒数是一致的。相对比的传统半桥控制也画在图中，非对称半桥与传统对称半桥在开关时序上最大区别是：传统方式上下管驱动波形严格一致，并相互错开 180°，这使得大多数情况下每周期中都存在相当长时间上下两管都不导通的情况，不能够利用变压器的漏电感储能；而非对称

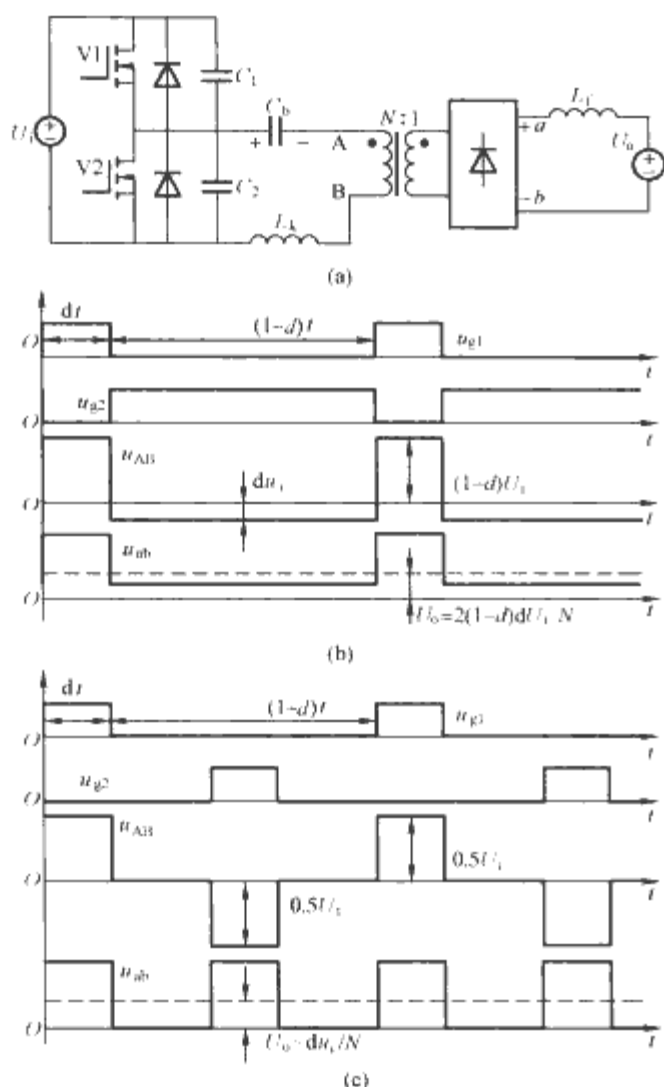


图 6.3-8 非对称半桥变流器原理与开关时序
(a) 非对称半桥电路原理图; (b) 非对称半桥基本原理波形; (c) 传统对称半桥基本原理波形

式工作, 上下管总是紧接对管的开通、关断而关断、开通, 只使用保证不产生桥臂直通的安全死区, 这样可以利用变压器储能, 在开关关断后对其寄生或外接并联电容充电、放电 (零电压关断), 致使自然换流到对管反并二极管导通, 在这一能量还没有耗尽的时候及时将对管触发开通, 形成零电压和零电流的开通。非对称半桥的软开关原理与广泛采用的全桥相移软开关很类似, 细节不再详细分析。

6 采用辅助开关的软开关变流器

从本篇一开始的软开关分类就可以看到, 由于电感电流不可突变的特性和电容电压不可突变的特性, 功率开关的零电流开通可以通过与之串联电感获得, 而其零电压关断可以通过与之并联电容获得。也就是说 ZCS 开通和 ZVS 关断可以不需要附加额外的有源功率开关以及相应控制、检测和驱动, 采用串电感并电容辅以二极管等无源元器件, 就可以在器件开通期间维持其低电流水平, 或者在关断期间维持低电压水平, 可以以无源软方式达成。其对应的软开关方式为: ZCS 关断和 ZVS 开通, 则是无法无源实现的, 必须依靠其他的功率开关加以辅助来获得这样的开关条件。起这样辅助作用的开关可能是为了实现软开关特意附加的元器件。以额外的开关来实现主开关的软开关工作, 是考虑到这样的方式有可能结构简单、设计灵活、工作限制较小。ZVS 开通尤其适用于高频工作而寄生漏源结电容相对大的功率 MOSFET, 可以消除开通放电损耗; ZCS 关断则适合 IGBT 这样的少子或混合载流子器件, 可以从根本上消除其少子复合所致相对长时间的关断电流拖尾以及大的关断功耗。一般而言, 采用辅助开关的软开关技术对原有硬开关工作模式不

作大的改动, 只是在主开关通断逻辑上进行一些逻辑运算和延时, 或进行一定的电压、电流检测, 以之控制辅助开关动作。这类技术往往只在 PWM 工作的开关状态切换期间发生作用, 因此从这个意义上, 也算是部分谐振软开关。

6.1 有源钳位 ZVS 变流器

以单端变流器为例, 有源钳位的零电压变流器是一种以电感与主功率开关相串联, 用它与开关等效并联电容之间的谐振完成零电压开通。在二极管关断时以这个电感限制二极管电流下降的速度, 以缓解反向恢复问题, 实现二极管 ZCS 关断。有源钳位的软开关升压变流器如图 6.3-9 所示。该方案使用的辅助开关与主开关呈互补工作状态, 以之完成谐振能量的馈送和主功率开关附加电压应力的限制, 所以叫做“有源钳位”。

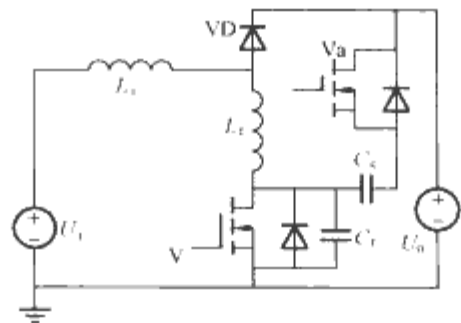


图 6.3-9 有源钳位的软开关升压变流器

6.2 ZVT-PWM 变流器

前面提到的有源软开关技术或多或少要增加功率器件的电气应力, 或改变主电路 PWM 控制下原有的工作模式。为了避免这些缺点, 零电压、零电流转移 (ZVT/ZCT) 被提出, 可以无附加应力, 除开关状态切换瞬间外不改变原有工作原理。

图 6.3-10 为零电压转移 PWM 升压变流器。从这个电路结构中可以看出, 所有导致主功率开关工作在软开关状态的谐振网络都处于与之并联的拓扑位置。主开关的关断依靠等效并联电容实现 ZVS 关断, 而在其开通前, 辅助开关先行开通, 主管并联电容通过辅助开关及其串联电感放电到零, 主开关反并二极管随后导通, 此后才允许主开关门极驱动到来, 使得主开关实现零电压开通。类似的技术还有零电流转移以及改进的相关技术, 种类相当多, 还有专门的专用

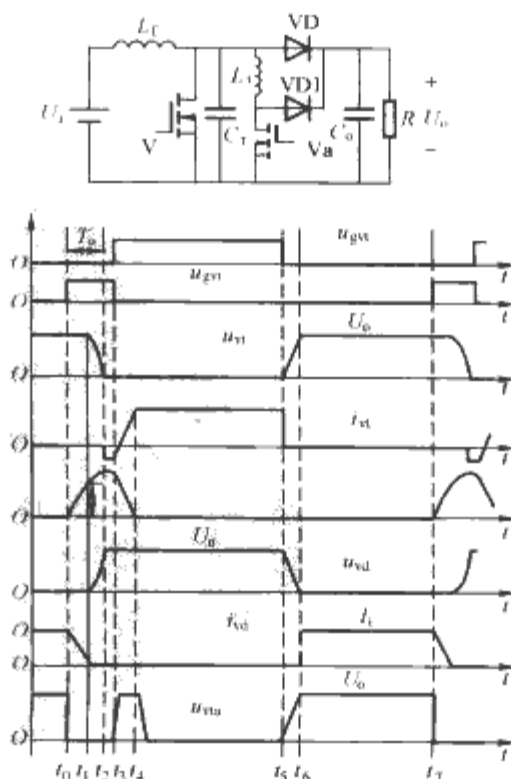


图 6.3-10 零电压转移 PWM 升压变流器

集成芯片提供控制。这类技术有可能将软开关实现过程中所有的附加电气应力都转移到附加辅助网络中，丝毫不增加主开关器件的理论电压、电流值，这也正是使用附加开关有源软开关技术的优势之一。

6.3 谐振极逆变器

桥式逆变器的一个桥臂输出在英语文献中就叫做一个“极”(pole)，如果电压源逆变器软开关的实现不改动直流母线，那么一般着眼于这样的“极”在功率管开关期间的谐振换流动作，以获得软开关工作环境。一种典型的此类技术是辅助谐振换流极 (ACRP) 技术，如图 6.3-11 所示。

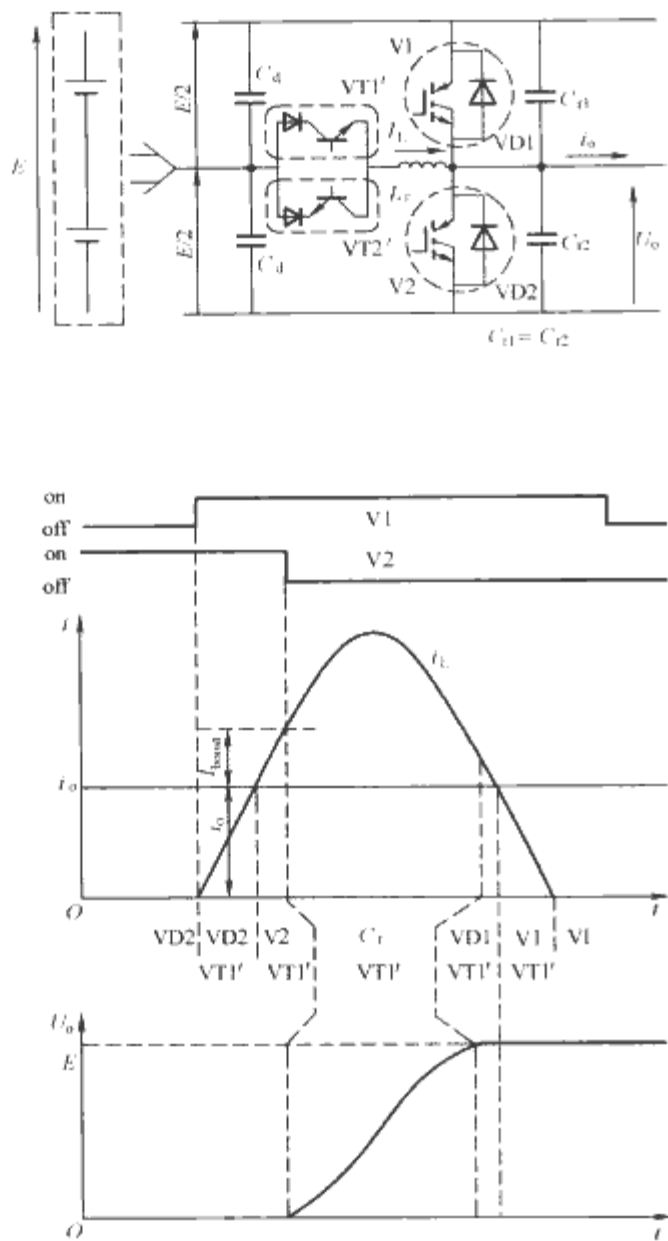


图 6.3-11 ACRP 软开关逆变器

这种软开关技术电路结构和工作原理非常类似于 ZVT 变流器，只是使用在双开关管的逆变桥臂上，该电路要求利用直流母线中点电位，使用主开关的等效并联电容获得 ZVS 关断，有辅助开关及其串联电感与上述并联电容谐振，在开通前将主功率管端电压降到零，以实现 ZVS 开通。很明显，所有依赖谐振（或部分谐振）的软开关变流器都要求谐振元件参数满足最大负载情况下的软开关要求，即相关电压与特征阻抗之商大于最大输出电流峰值；这个情况在所有依赖谐振过程作用于开关过程产生的软开关技术中都是类似的。

6.4 谐振直流环节逆变器

谐振极变流器的软开关发生在桥臂上，而谐振直流环节逆变器的软开关依靠供电直流母线电压的规律性回零（发生在逆变器主开关开通、关断期间）来实现 ZVS。图 6.3-12 是一种典型的谐振直流环节软开关逆变器，这种电路使用了一个有源开关和一些简单的电容电感以及二极管来实现直流母线的周期性归零，也就是在原本比较平直的直流母线电压上“开槽”，所有桥臂功率器件的开关动作都被安排到这些电压“槽”所在时间片内，实现 ZVS 开关。实际上，这样的功能也可以由桥臂开关自身来完成，只是控制上要更为复杂。改造直流母线获得的逆变器软开关无疑会在输出电压波形上引入与这些“开槽”相关的改变，从频谱上看就是增加了谐波畸变。而且直流母线回零相关附加元器件，无论是无源储能元件还是有源功率开关，都必须承受所有输出开关电流、频率之和的电气应力，附加成本可观，并产生硬开关理论耐压之外的附加电压。

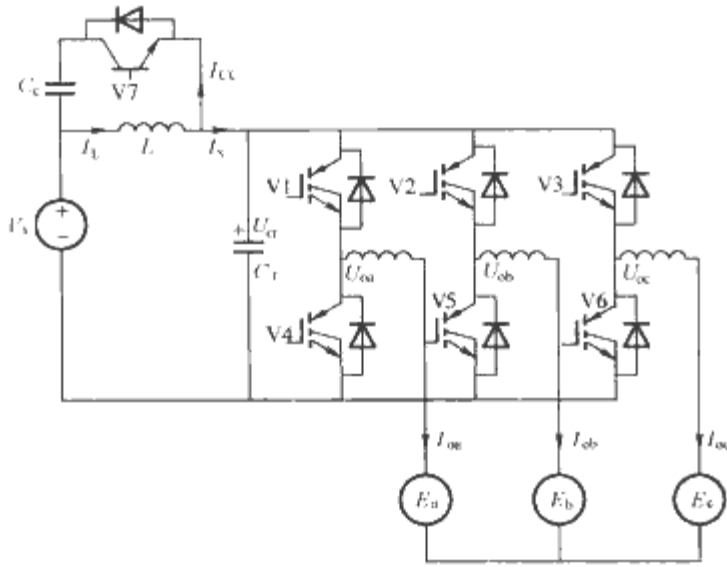


图 6.3-12 典型的谐振直流环节软开关逆变器

第4章 控制型软开关技术

1 控制型软开关概念

1.1 缓冲型软开关的发展历程

从软开关技术的发展历程来看,最早出现的软开关电路是缓冲型软开关电路。缓冲型软开关拓扑是从以前的晶闸管缓冲吸收电路演化而来的,分为有源缓冲和无源缓冲两种,往往都附加了很多额外的线路,增加了电源成本,降低了电源可靠性。

缓冲电路通常是独立于主电路之外,只有在主电路产生开关状态更迭时,缓冲电路才与主电路相连接;相反在非换流期,缓冲电路将脱离主电路。

缓冲型软开关是由晶闸管缓冲吸收电路演化而来的。图6.4-1是三种常见的无源有损缓冲电路,为:RCD缓冲电路、RLD缓冲电路、RLCD缓冲电路。这些缓冲电路用于降低开关损耗就称为无源有损缓冲软开关。这些电路能够降低开关开通和关断的损耗,但是这些缓冲电路都包含耗能元件 R ,所以损耗只是从开关上转移到了电阻上,并不能降低总损耗,提高变换效率。即使如此这也是一大进步,电阻相对与开关来说要廉价的多,损耗从开关上转移到电阻上是件好事。

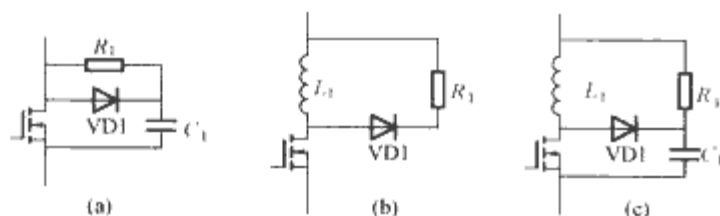


图 6.4-1 三种常见的无源有损缓冲电路

(a) RCD缓冲电路; (b) RLD缓冲电路; (c) RLCD缓冲电路

为了真正降低变流器的损耗,就出现了无源无损电路。图6.4-2是一种典型的无源无损缓冲型软开关电路。由三个二极管、两个电容、一个电感构成一个辅助的无源无损缓冲网络,降低了主开关的开关损耗。但是附加网络拓扑复杂,工作原理分析烦琐,负载及频率适应性相对较差,对二极管的要求非常高,在实际电路中二极管往往有很大损耗。主功率器件承受必然的附加应力。

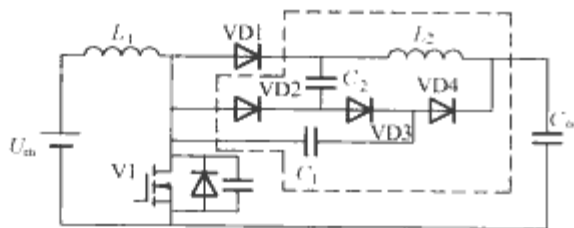


图 6.4-2 典型的无源无损缓冲型软开关电路

有源缓冲型软开关电路在性能上要远远优于无源缓冲型软开关电路。图6.4-3所示的是典型的有源缓冲型软开关Boost电路(ZVT)。可以看到它比普通的Boost电路增加了一个辅助网络,这个辅助网络包括一个开关、一个二极管、一个电感和一个电容。图6.4-4是该ZVT Boost电路的驱动信号,可以看到辅助开关在主开关导通之前先导通一小段时

间,为主开关创造出零电压导通的条件,并且仅仅是为了这个目的增加了辅助开关和其他辅助网络,这就是典型的有源缓冲型软开关电路。

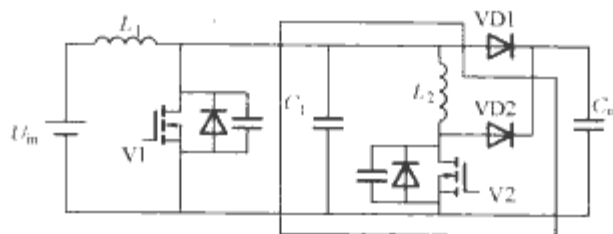


图 6.4-3 典型的有源缓冲型软开关 Boost 电路 (ZVT)



图 6.4-4 ZVT Boost 变流器的驱动信号

1.2 控制型软开关概念的形成

以上的缓冲型软开关电路通常是用一套辅助电路实现一个主开关的软开关条件,如果是多开关拓扑,其辅助网络往往变得更加复杂。控制型软开关是从有源缓冲软开关中逐渐独立出来的一类软开关电路,其性能和有源缓冲软开关电路类似,但是不会单纯为了实现软开关而增加复杂的辅助网络,特别不会增加半导体器件。最初出现的概念是控制性软PWM,控制型软开关包含控制性软PWM和控制性软FM。

由于传统的缓冲型软开关(包括无源和有源)都要附加缓冲网络去实现软开关的功能,而控制型软开关不需要。因此,可以将软开关分为缓冲型软开关和控制型软开关两大类。

控制型软开关基本不增加主电路的元器件(有时可以适当增加电感电容来增强软开关的条件,但是绝不允许单纯为了实现软开关而增加半导体器件),通过合理安排控制信号来实现软开关,这样的软开关技术比较容易让工业界采用。目前成熟的控制型软开关变流器并不多,典型的有移相全桥变流器、不对称半桥变流器和LLC串联谐振变流器等。这些变流器都具有共同的特点。下面归纳了控制型软开关变流器的一般特征和规律,形成了实现控制型软开关的理论。

1.3 控制型软开关的特征

目前典型、成熟的控制型软开关变流器有移相全桥变流器、不对称半桥变流器、LLC串联谐振变流器等。下面以带有同步整流的不对称半桥变流器作为例子来分析控制型软开关变流器的特征和规律。

软开关又可以分为零电压开关和零电流开关。MOSFET是目前开关电源最常用的开关器件。对于MOSFET来说,零电压开关是比较实用的,以下就以零电压开关为例讨论控制性软开关。

图6.4-5所示为带同步整流的不对称半桥变流器。通常不对称半桥变流器实现软开关的方式也有很多种,这里分析的不对称半桥假设是利用漏感来实现V1和V2的软开关。

不对称半桥变流器的主开关和同步整流管的驱动电压波

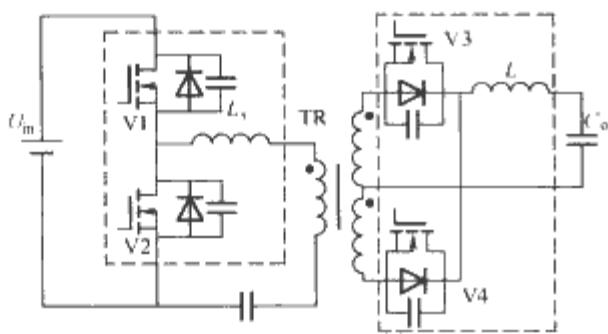


图 6.4-5 带同步整流的不对称半桥变流器

形如图 6.4-6 所示。主开关 V1 和 V2 的驱动信号始终是互补的，中间有很小的死区防止 V1 和 V2 的共态导通。在 V1 或 V2 导通之前利用漏感上的电流对开关的结电容或外并（减少关断损耗）的电容进行放电，产生零电压开通的条件。不对称半桥的详细工作原理在此不叙述了，请参考有关文献。

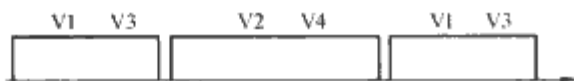


图 6.4-6 不对称半桥主开关和同步整流管的驱动电压波形

不对称半桥变压器上的波形是方波，正好用来作为同步整流的驱动信号，因此同步整流管 V3 和 V4 的驱动信号也是互补的，并且只要滤波电感 L 足够大，上面的电流不反向，同步整流管总是在寄生二极管导通之后再导通，也就是实现了同步整流管的零电压开通。

因此，不对称半桥里的开关 V1~V4 都实现了 ZVS。再看图 6.4-5，可以发现 V1 和 V2 组成一个半桥结构，V3 和 V4 也组成一个半桥结构。

这里就得到了控制型软开关的第一个特征：具有半桥结构的开关组。而根据半桥结构中两个开关的排列方式可以分为顺半桥和逆半桥两种结构。如图 6.4-7 (a) 所示，两个开关管的反并二极管方向一致的称为顺半桥结构。如图 6.4-7 (b)、(c) 所示，两个开关管的反并二极管的方向相反，称为逆半桥结构。

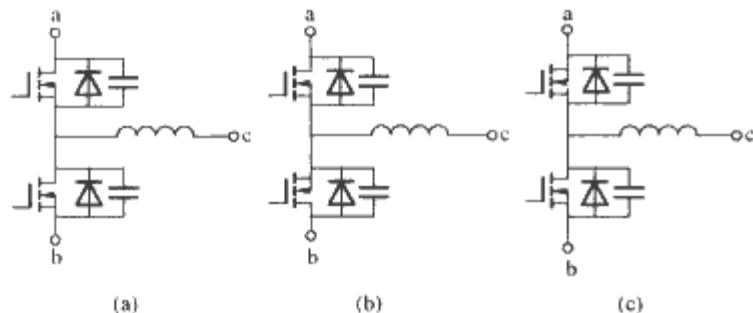


图 6.4-7 半桥结构

(a) 顺半桥；(b) 逆半桥 1；(c) 逆半桥 2

控制型软开关的第二个特征为：半桥结构开关组两个开关管的驱动信号互补。控制型软开关的软开关效果和有源缓冲型变流器类似，所不同的是控制型软开关电路利用半桥结构的两个开关互为辅助管来实现软开关，而有源缓冲型变流器是靠外加辅助开关来实现主开关的软开关。辅助管通常是在主开关导通之前就开通来创造主开关的 ZVS 条件。既然控制型软开关变流器中半桥结构的两个开关互为辅助管，那么这两个开关就必须始终互补导通才能实现这个功能。

然而，半桥结构的两个开关除了互补导通实现软开关外，还必须实现变流器的原始功能——调压。既能互补又能调压的信号安排有三种基本方案：不对称、调频、移相，当然也可以是这三种基本方案的组合。不对称是指两个开关的

驱动信号占空比不同但是始终互补，这样可以通过调节开关驱动信号的不对称程度来调压。这里给出的不对称半桥变流器例子采用的就是这种方法。调频是指两个开关的驱动信号占空比始终保持不变，通常是保持 50% 不变，通过改变开关频率来实现调压功能，这就需要主电路的配合，通常设计成谐振型。LLC 串联谐振变流器就是采用这种方法，其工作原理可参考相关文献。移相通常用在具有两个或两个以上半桥结构的变流器中。每个半桥两个开关的占空比也保持不变，通常是保持 50% 不变。通过调整不同半桥之间的相位关系来实现调压的功能，移相全桥变流器就是一个很好的例子。

控制型软开关的第三个特征是：半桥结构开关组的每个开关管上要有并联电容，这是为了实现开关管的零电压关断条件。通常，开关管本身就具有寄生电容，可以利用该电容改善关断效果。但是在该电容不够大，可以外并一个电容来进一步改善关断效果。这里虽然增加了元件来实现软开关，但只是增加一个小电容，还是可以称为控制型软开关。

控制型软开关的第四个特征为：半桥结构的中点对外要连接一个或一个以上电感。因为开关的零电压开通条件需要一个电流源对开关的结电容或外并电容进行放电（或谐振）来获得，而电感是比较理想的电流源（或者谐振元件）。这里的电感通常是利用变压器的漏感、励磁电感或是二次滤波电感。有时作为电流源的电感感量不够，也会外加一个小体积的电感（有时是饱和电感），同样这里还是称为控制型软开关。

控制型软开关的第五个特征是：对于顺半桥结构电感上的电流在一个开关管连续导通的时期内要反向，对于逆半桥结构电感上的电流在一个开关管连续导通的时期内不能反向。这和顺半桥和逆半桥的结构有关。对于顺半桥，两个开关管中，一个是漏极和电感相连，另一个是源极和电感相连，所以只有电感上的电流反向才能实现对开关上结电容或外并电容上的电荷进行抽取；对于逆半桥，两个开关管要么都是漏极和电感相连，要么都是源极和电感相连。所以只有电感上的电流不反向才能实现对开关上结电容或外并电容上的电荷进行抽取。

上述控制型软开关的五个特征是针对绝大多数的控制型软开关拓扑而言，事实上也会存在特例，将上述的条件作一些变形或等价也能实现控制型软开关。

通常加辅助网络的软开关对 EMI 特性的影响是有双重性的，本身软开关能降低开关管的 dv/dt 或 di/dt ，这对降低噪声源是有好处的，但是能量在主电路和辅助网络之间振荡又会恶化 EMI 特性，所以总体来说不一定能改善 EMI 特性。而控制型软开关不仅降低了开关管的 dv/dt 或 di/dt ，而且也不会造成额外能量的流动，所以对 EMI 特性来说是非常有好处的。

2 典型控制型软开关拓扑的分析

上面通过对带同步整流不对称半桥电路的分析，总结和归纳出了控制型软开关实现的五个特征。下面用这五个特征理论对其他的控制型软开关变流器进行分析。

比如 LLC 串联谐振变流器如图 6.4-8 (a) 所示，虚线框内的电路满足了上述的第一、第三、第四个特征。第二个特征的满足上面也已经分析了，是通过调频的方法来实现驱动波形互补又能调压的功能。该半桥结构属于顺半桥，因此，电感 L_m 和 L_m 上的电流必须在半个周期内反向。根据该电路的谐振原理，谐振电感 L_m 和 L_m 上的电流确实在半个周期内就反向一次。这

样 LLC 串联谐振变流器满足了控制型软开关电路的五个特征, 因此, 它属于控制型软开关变流器。

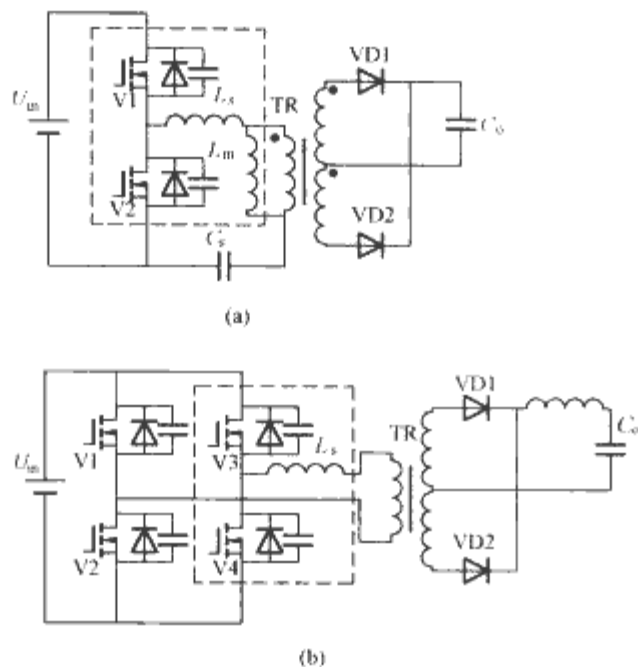


图 6.4-8 典型的控制型软开关变流器
(a) LLC 串联谐振变流器; (b) 移相全桥变流器

图 6.4-8 (b) 所示为移相全桥变流器, 它包含了两个顺半桥结构。虚线框内是其中一个半桥电路, 满足了控制型软开关变流器的第一、第三、第四个特征。将 L_r 等效到另一端就使得另一个半桥结构满足了控制型软开关变流器的第一、第三、第四个特征。该电路又通过两个半桥之间的移相控制实现了控制型软开关变流器第二和第五个特征。因此, 该变流器属于控制型软开关变流器。

2.1 控制型软开关的导出

以上用现有的控制型软开关变流器验证控制型软开关五个特征理论的正确性, 下面要应用此理论推导和构造出一系列控制型软开关变流器。

图 6.4-9 (a) 是同步 Buck 变流器, 两个开关是互补驱动的, 属于不对称方式。虚线框内的电路属于顺半桥结构, 开关具有并联电容, 桥的中点连接电感 L 。所以同步 Buck 变流器满足了控制型软开关的前四个特征。但是因为顺桥结构, 所以要求电感 L 上的电流在 DT 或 $(1-D)T$ 时间内反向。但 L 是滤波电感, 通常设计中电流是一个方向的, 不能满足特征五, 最多只能实现其中一个开关的 ZVS。所以要满足特征五就必须让电感 L 上的电流有机会改变方向。事实上, 只要将 L 设计得比较小, 让电感 L 上的电流反向, 如图 6.4-9 (i) 所示, 就可以满足特征五了。电感电流反向只要满足以下的不等式就可以实现

$$\frac{U_o(1-D)T}{2L} - I_o > 0 \quad (6.4-1)$$

式中: U_o 是输出电压; D 是占空比; T 是开关周期; I_o 是最大输出电流。

式 (6.4-1) 是软开关实现的基本条件, 实际中开关有一定的寄生电容或外并电容, 反向电流还应具有一定的量, 另外死区也不希望设计得很大, 所以应满足以下的条件

$$\left[\frac{U_o(1-D)T}{2L} - I_o \right] t_{\text{dead}} > (C_1 + C_2)U_{\text{in}} \quad (6.4-2)$$

式中: t_{dead} 是死区时间; C_1 是 V1 的输出电容; C_2 是 V2 的输出电容。

电感 L 虽然设计得相对来说比较小, 但是用来对开关的寄生电容充放电时通常可以看作是恒流源。

同样, 同步 Boost、同步 Buck-Boost 也具有同样的顺半桥结构, 如图 6.4-9 (b)、(c) 所示。因此和同步 Buck 一样, 只要将电感设计的比较小, 让电感上电流反向就可以实现控制型软开关。

图 6.4-9 (d)、(e)、(f) 所示分别是同步 Cuk、同步 Zeta、同步 Sepic 的主电路结构。这三种变流器有一个共同特征, 如虚线框所示, 有一个顺桥结构, 并且顺桥的中点与两个电感相连。对于这种情况, 要构造控制型软开关, 就需要使得两个电感上的电流叠加值在 DT 和 $(1-D)T$ 时间内都能反向。

图 6.4-9 (g) 所示的是同步 Flyback 电路, 从表面上看没有半桥结构。但是如果将变压器等效为励磁电感和理想变压器的并联, 那么根据同名端可以将开关 V2 等效到一次,

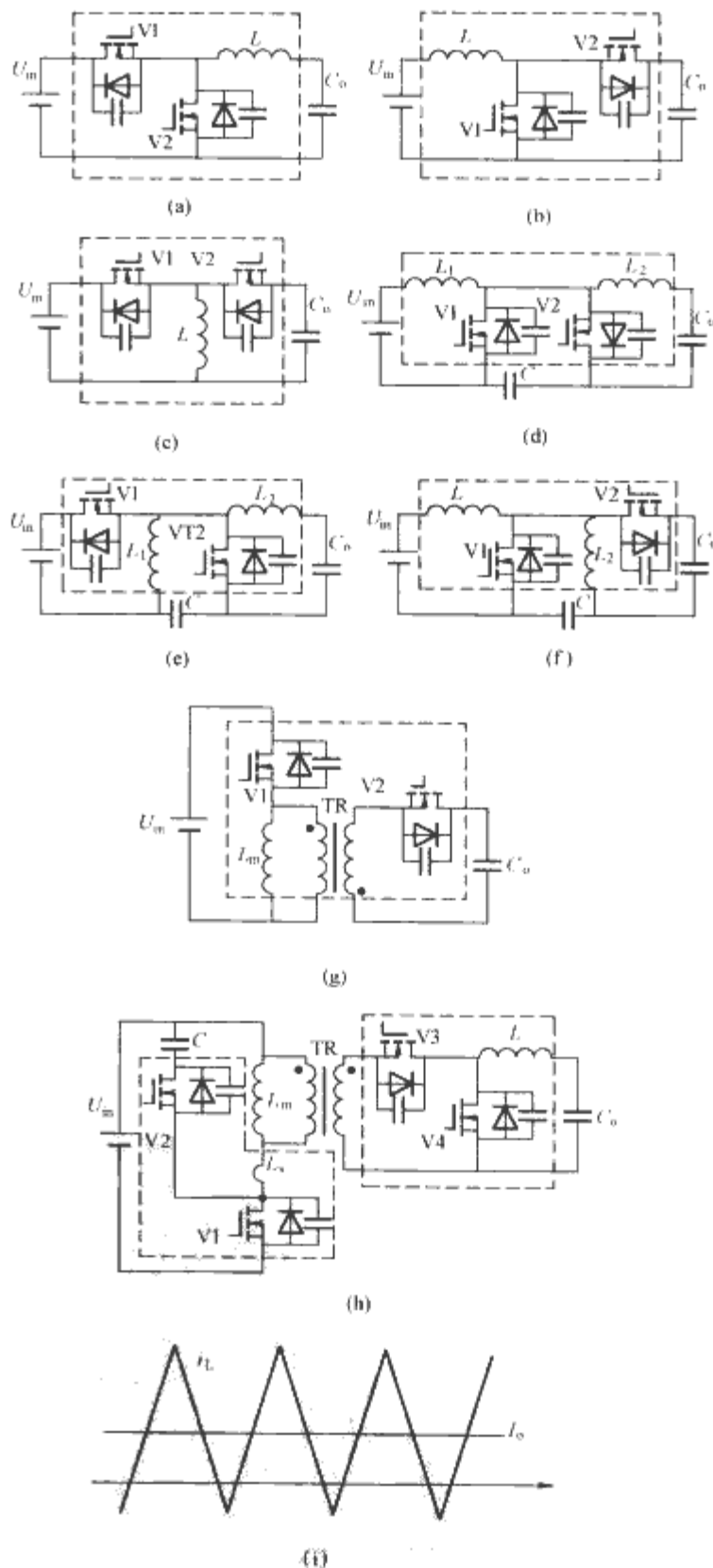


图 6.4-9 推导和构造出来的新的控制型软开关变流器
(a) 同步 Buck; (b) 同步 Boost; (c) 同步 Buck-Boost;
(d) 同步 Cuk; (e) 同步 Zeta; (f) 同步 Sepic;
(g) 同步 Flyback; (h) 同步 Forward;
(i) 同步 Buck 的电感电流和输出电流

和 V1 构成一个顺半桥结构。而励磁电感可以作为与半桥中点连接的电感，并且将励磁电感设计的足够小，也可以满足上述的五个特征而实现控制型软开关。

图 6.4-9 (h) 所示为带同步整流的 Active Clamp Forward 变流器，其中 L_s 是变压器的漏感。如虚线框所示，有一个 V1、V2 组成的顺半桥结构，和一个 V3、V4 组成的逆桥结构。对于 V3、V4 组成的逆半桥结构，比较明显的中点对外连接了一个电感 L ，只要 L 设计得比较大，使得 L 上的电流不反向就可以实现 V3 和 V4 的控制型软开关。对于顺半桥 V1、V2 可以有多种方法实现控制型软开关。一种方法是将漏感 L_s 设计得比较大，作为与顺半桥中点相连的电感。而根据 Active clamp forward 的工作特点，漏感 L_s 上的电流在 DT 和 $(1-D)T$ 时间内都能反向，因此可以实现控制型软开关。另一种方法是假定漏感 L_s 比较小，不足以提供软开关条件，那么可以将励磁电感 L_m 作为和半桥中点连的电感。但是这种情况下，和半桥中点连接的还有变压器一次，若将变压器二次的电路也折算到一次，那么在 V1 开通之前，半桥中点对外的总电流是 L 上的电流折算到一次再和励磁电感 L_m 上电流的叠加，所以需要将这个叠加电流设计成能够反向才能实现控制型软开关。要将这个叠加电流设计成反向有两个途径，一个是将 L 上的电流本身就设计成能够反向，但是这种方法会影响 V3 和 V4 组成的逆桥软开关实现，因此并不推荐；另一个途径是将励磁电感 L_m 设计得非常小，在 V1 开通前，使得 L_m 上的反向电流大于 L 上的正向电流，从而使得叠加后的电流能够反向，这样也可以实现 V1、V2 的控制型软开关而不影响 V3、V4 软开关的实现。

上面举了一些利用五个特征理论来构造出一系列控制型软开关变流器的例子。事实上，还有很多其他拓扑都可以依照五个特征理论来构造出控制型软开关，并且每一个拓扑可能有多种构造控制型软开关的方法。其基本思路是：首先利用五个特征理论去衡量该拓扑，尽量找出满足五个特征的电路（有时要作适当的变形和等效），然后构造出剩下不满足的特征来实现控制型软开关。

2.2 控制型软开关的特例

上面分析和导出的都是符合五个特征理论的控制型软开关，实际上也存在一些特例，五个特征不是完全符合或者要变形后才符合，例如三电平半桥软开关变流器。大家知道三电平半桥和移相全桥工作情况基本上是对等的，只是四个开关的位置不同。所以，从性能上看三电平半桥也应该属于控制型软开关拓扑，但是三电平半桥第一个特征不明显。如图 6.4-10 所示，V2 和 V3 是一对驱动互补的顺半桥，但是 V1 和 V4 虽然驱动也互补却不是明显的半桥结构。但实际上飞跨电容 C_3 相当

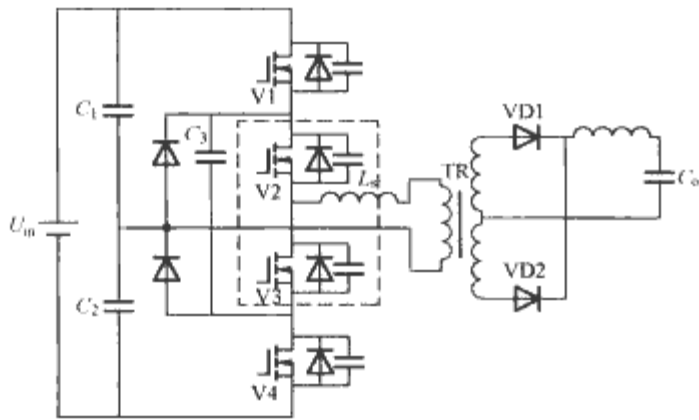


图 6.4-10 推导和构造出来的新的控制型软开关变流器

于一个电压源将 V1 和 V4 连接起来，也可以看作一个顺半桥。对于第四个特征，似乎 V1 和 V4 的顺半桥也没有满足桥的中点连接一个或一个以上的电感。但是该拓扑是利用 V2 或 V3 的适时导通将电感 L_s 连到 V1 或 V4 上。

3 控制型软开关实例分析

3.1 同步 Boost 的分析

下面用同步 Boost 电路作为实例来验证控制型软开关理论。

图 6.4-11 所示为具有两个开关管的同步 Boost 电路。其两个开关互补导通，中间有一定的死区防止共态导通，电感电流不反向时的主要工作波形如图 6.4-12 所示。通常设计中，电感上的电流始终为一个方向，如图 6.4-12 第五个波形所示。考虑到开关的结电容以及死区时间，一个周期可以分为 5 个阶段，各阶段等效电路如图 6.4-13 所示。下面简单描述了电感电流不改变方向的同步 Boost 电路的工作原理。在这种设计下，V2 可以实现软开关，但是 V1 只能工作在硬开关状态。

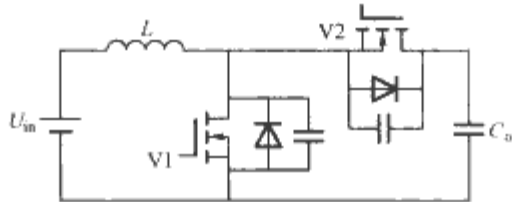


图 6.4-11 具有两个开关管的同步 Boost 电路

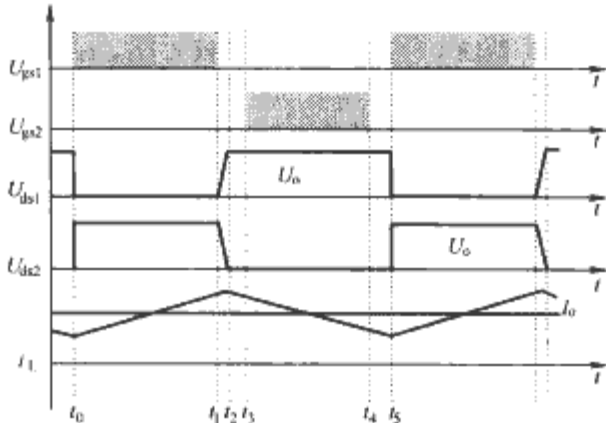


图 6.4-12 电感电流不反向时的主要工作波形

- (1) 阶段 1: $t_0 \sim t_1$ 。V1 导通， L 上承受输入电压， L 上的电流线性增加。在 t_1 时刻，V1 关断，该阶段结束。
- (2) 阶段 2: $t_1 \sim t_2$ 。V1 关断后，电感电流对 V1 的结电容进行充电，对 V2 的结电容进行放电，V2 的漏源电压可以近似认为线性下降，直到下降到零，该阶段结束。
- (3) 阶段 3: $t_2 \sim t_3$ 。当 V2 的漏源电压下降到零之后，V2 的寄生二极管就导通，将 V2 的漏源电压钳在零电压状态，也就是为 V2 的零电压导通创造了条件。
- (4) 阶段 4: $t_3 \sim t_4$ 。V2 的门极变为高电平，V2 零电压开通。电感 L 上的电流又流过 V2。 L 上承受输出电压和输入电压之差，电流线性减小，直到 V2 关断，该阶段结束。
- (5) 阶段 5: $t_4 \sim t_5$ 。此时电感 L 上的电流方向仍然为正，所以该电流只能转移到 V2 的寄生二极管上，而无法对 V1 的结电容进行放电。因此，V1 是工作在硬开关状态的。接着 V1 导通，进入下一个周期。

从以上的分析可以看到，V2 实现了软开关，但是 V1 并没有实现软开关，其原因是 V2 关断后，电感上的电流方

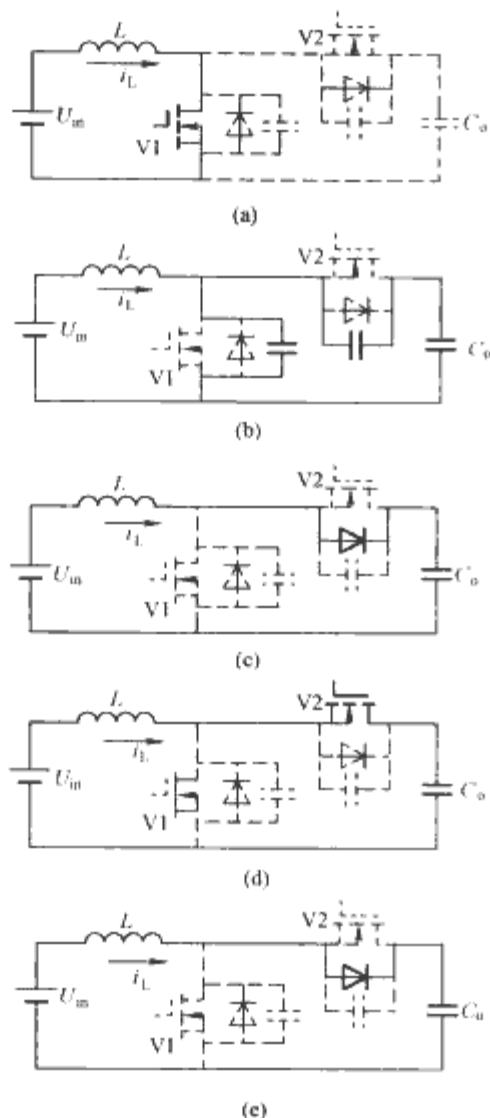


图 6.4-13 电感电流不反向时各阶段等效电路

- (a) 阶段 1 $[t_0, t_1]$; (b) 阶段 2 $[t_1, t_2]$;
(c) 阶段 3 $[t_2, t_3]$; (d) 阶段 4 $[t_3, t_4]$;
(e) 阶段 5 $[t_4, t_5]$

向是正的,无法对 V1 的结电容进行放电。但是,如果将 L 设计的足够小,让电感电流在 V2 关断时为负的,电感电流反向时的主要工作波形如图 6.4-14 所示,就可以对 V1 的结电容进行放电而实现 V1 的软开关了。

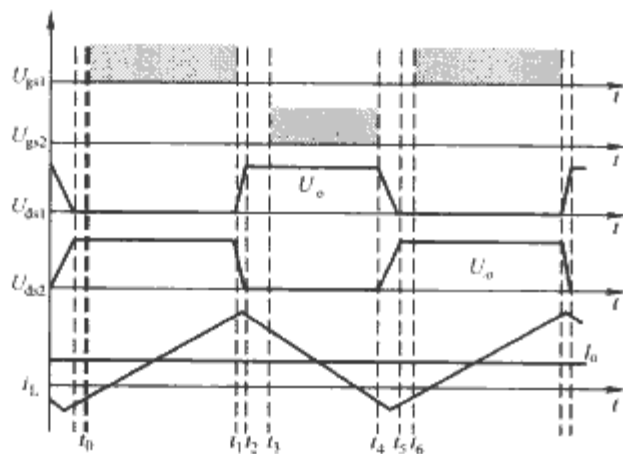


图 6.4-14 电感电流反向时的主要工作波形

在这种情况下,一个周期可以分为 6 个阶段,各个阶段的等效电路如图 6.4-15 所示。其工作原理描述为:

(1) 阶段 1: $t_0 \sim t_1$ 。V1 导通, L 上承受输入电压, L 上的电流正向线性增加,从负值变为正值。在 t_1 时刻, V1 关断,该阶段结束。

(2) 阶段 2: $t_1 \sim t_2$ 。V1 关断后,电感电流为正,对 V1 的结电容进行充电,对 V2 的结电容放电, V2 的漏源电压可以近似认为线性下降。直到 V2 的漏源电压下降到零,该阶段结束。

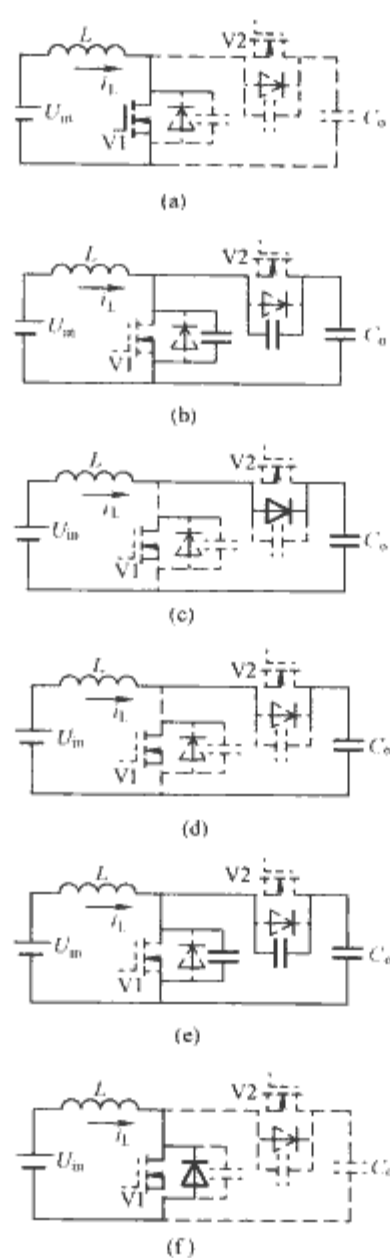


图 6.4-15 电感电流反向时各阶段等效电路

- (a) 阶段 1 $[t_0, t_1]$; (b) 阶段 2 $[t_1, t_2]$; (c) 阶段 3 $[t_2, t_3]$;
(d) 阶段 4 $[t_3, t_4]$; (e) 阶段 5 $[t_4, t_5]$; (f) 阶段 6 $[t_5, t_6]$

(3) 阶段 3: $t_2 \sim t_3$ 。当 V2 的漏源电压下降到零之后, V2 的寄生二极管就导通,将 V2 的漏源电压钳在零电压状态,也就是为 V2 的零电压导通创造了条件。

(4) 阶段 4: $t_3 \sim t_4$ 。然后 V2 的门极变为高电平, V2 零电压开通。电感 L 上的电流又流过 V2。 L 上承受输出电压和输入电压之差,电流线性减小,直到变为负值,然后 V2 关断,该阶段结束。

(5) 阶段 5: $t_4 \sim t_5$ 。此时电感 L 上的电流方向为负,正好可以对 V1 的结电容进行放电,对 V2 的结电容进行充电。 V1 的漏源电压可以近似认为线性下降,直到 V1 的漏源电压下降到零,该阶段结束。

(6) 阶段 6: $t_5 \sim t_6$ 。当 V1 的漏源电压下降到零之后, V1 的寄生二极管就导通,将 V1 的漏源电压钳在零电压状态,也就是为 V1 的零电压导通创造了条件。

接着 V1 在零电压条件下导通,进入下一个周期。可以看到,在这种方案下,两个开关 V1 和 V2 都可以实现软开关。

3.2 软开关的参数设计

以上这些拓扑用同步整流加电感电流反向的办法来实现软开关,其中两个开关实现软开关的难易程度并不相同。电感电流的峰峰值可以表示为

$$\Delta I = \frac{U_m DT}{L} \quad (6.4-3)$$

式中: D 是占空比; T 是开关周期。

所以电感上电流的最大值和最小值可以表示为

$$I_{\max} = \frac{\Delta I}{2} + I_o \quad (6.4-4)$$

式中: I_o 是输出电流。

$$I_{\min} = \frac{\Delta I}{2} - I_o \quad (6.4-5)$$

将式 (6.4-3) 代入式 (6.4-4) 和式 (6.4-5) 可得

$$I_{\max} = \frac{U_{in}DT}{2L} + I_o \quad (6.4-6)$$

$$I_{\min} = \frac{U_{in}DT}{2L} - I_o \quad (6.4-7)$$

从上面的原理分析中可以看到 V1 的软开关条件是由 I_{\min} 对 V2 的结电容充电, 对 V1 的结电容放电来创造的; 而 V2 的软开关条件是由 I_{\max} 对 V1 的结电容充电, 对 V2 的结电容放电来创造。另外通常满载情况下 $|I_{\max}| \gg |I_{\min}|$ 。所以 V1 和 V2 的软开关实现难易程度也不同, V1 要比 V2 难得多。这里将 V1 称为弱管, V2 称为强管。

强管 V2 的软开关极限条件为 L 和 V1 的结电容 C_1 和 V2 的结电容 C_2 谐振, 能让 C_2 上电压谐振到零的条件, 可表示为

$$\frac{1}{2}C_2U_o^2 + \frac{1}{2}C_1U_o^2 \leq \frac{1}{2}LI_{\max}^2 \quad (6.4-8)$$

实际中, 开关的结电容 C_1 和 C_2 是非线性电容, 会随结电容上的电压不同而变化。这里为了满足工程计算的需

要, 将其线性化, 即开关的结电容 C_1 、 C_2 是固定容量的电容, 其具体参数可以查阅器件手册里的 C_{oss} 项。

将式 (6.4-6) 代入式 (6.4-8) 可得

$$\frac{1}{2}C_2U_o^2 + \frac{1}{2}C_1U_o^2 \leq \frac{1}{2}L\left(\frac{U_{in}DT}{2L} + I_o\right)^2 \quad (6.4-9)$$

但在实际中式 (6.4-9) 非常容易满足, 而死区时间也不可能非常大, 因此可以近似认为在死区时间内电感 L 上的电流保持不变, 即为一个恒流源对 V2 的结电容充电, 对 V1 的结电容放电。在这种情况下 ZVS 条件称为宽裕条件, 为

$$(C_2 + C_1)U_o \leq \left(\frac{U_{in}DT}{2L} + I_o\right)t_{dead2} \quad (6.4-10)$$

式中: t_{dead2} 为 V2 开通前的死区时间。

同理, 弱管 V1 的软开关宽裕条件为

$$(C_1 + C_2)U_o \leq \left(\frac{U_{in}DT}{2L} - I_o\right)t_{dead1} \quad (6.4-11)$$

式中: t_{dead1} 为 V1 开通前的死区时间。

在实际电路的设计中, 强管的软开关相对来说比较容易实现, 所以关键是设计弱管的软开关条件。首先确定可以承受的最大死区时间, 然后根据式 (6.4-11) 推算出电感量 L 。因为在能实现软开关的前提下, L 不宜太小, 以免造成开关管上过大的电流有效值, 从而使得开关的导通损耗过大。

参 考 文 献

- [1] 林渭勋. 电力电子技术基础. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [2] 王兆安. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [3] 徐德鸿. 电力电子技术. 北京: 科学出版社, 2007.
- [4] 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2004.
- [5] T. Undeland, etc. A Snubber Configuration for Both Power Transistor and GTO PWM Inverters. IEEE PESC'84, 42-53.
- [6] D. Tardiff, etc. A Summary of Resonant Snubber Circuits for Transistors and GTOs. IEEE IAS' 89, 1176-1180.
- [7] W. McMurray. Efficient Snubber Configuration for Voltage Source GTO Inverters. IEEE PESC'85, 20-27.
- [8] J. Holtz, etc. A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO Inverters. IEEE Trans. on IA, Vol. 25, No. 4, Jul/Aug 1989, 620-626.
- [9] K. M. Smith, etc. Lossless Passive Soft Switching Methods for Inverters and Amplifiers. IEEE PESC'97, 1431-1439.
- [10] G. Hua, etc. Soft-Switching Techniques in PWM Converters. IEEE Trans. on IE, Vol. 42, No. 6, December 1995, 595-603.
- [11] D. M. Divan, etc. Design methodologies for soft switched inverters. IEEE Transactions on, IA, Vol. 29, Issue 1, Part 1, Jan. -Feb. 1993 Page(s): 126-135.
- [12] R. W. De Donker, etc. The auxiliary resonant commutated pole converter, Industry Applications Society Annual Meeting, 1990, Conference Record of the 1990 IEEE, 7-12 Oct. 1990 Page(s): 1228-1235.
- [13] 顾亦磊, 陈世杰, 吕征宇, 钱照明. 控制型软开关的实现策略. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 55-59.
- [14] W Chen, J A Sabate, M M Jovanovic, F C Lee. A Comparative Study of Zero-Voltage-Switching Full Bridge PWM Converters [C]. VPEC seminar proceedings Sept. 11-13, 1994.
- [15] P C Feng and R Oruganty. Family of Two-switch Soft-Switched Asymmetrical PWM DC/DC Converters [C]. PESC 1994, 85-94.
- [16] Sergey Korotkov, Valery Meleshin, Rais Miftahutdinov. Soft-switched asymmetrical Half-bridge DC/DC converter; Steady-state analysis of switching processes. Telecommunications Energy Special Conference, 1997, 177-184.
- [17] Guisong Huang, Alpha J Zhang, Yilei Gu. LLC series resonant DC-to-DC converter. US Patent, 2002, Feb. 5, No. : 6344979.
- [18] McAtee C J, Agrawal J P, Moghbelli H. A 100 watt power supply using ZVS boost converter. APEC 1995, 496 -502.
- [19] Jinrong Qian, Batarseh I, Siri K, Ehsani M. A novel zero-voltage-switching (ZVS) boost converter by using a nonlinear magnetizing inductor of the transformer. APEC 1995, 490-495.
- [20] de Freitas L C, da Cruz D F, Farias V J. A novel ZCS-ZVS-PWM DC-DC buck converter for high power and high switching frequency; analysis, simulation and experimental results. APEC 1993, 693-699.
- [21] Tsai-Fu Wu, Shih-An Liang, Yaow-Ming Chen. Design optimization for asymmetrical ZVS-PWM zeta converter [J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Volume: 39 Issue: 2, April 2003, 521-532.
- [22] Chung H, Hui S Y R, Wang W H. An isolated ZVS/ZCS flyback converter using the leakage inductance of the coupled inductor [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 45 Issue: 4, Aug. 1998, 679-682.
- [23] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, Fred C. Lee. A zero voltage and zero current switching three level DC/DC converter [C]. IEEE APEC Proceedings, 2000, 314-320.
- [24] Xinbo Ruan, Bin Li, Lijin Zhong. Zero-voltage-switching PWM Three-level Converter with current-doubler-rectifier [C]. IEEE APEC Proceedings, 2002, 981-987.

第7篇 电力电子多电平技术

主编单位：浙江大学

华中科技大学

清华大学

南京航空航天大学

山东大学

主 编：何湘宁 邹云屏 李永东 阮新波 陈阿莲

编写人员：何湘宁（浙江大学）

陈肇基（浙江大学）

陈阿莲（山东大学）

邹云屏（华中科技大学）

丁 凯（华中科技大学）

许湘莲（华中科技大学）

林 磊（华中科技大学）

李永东（清华大学）

阮新波（南京航空航天大学）

第1章 概述

1 多电平变流器的基本概念

多电平变流器技术是一种通过改进变流器自身拓扑结构来实现高压大功率输出的新型变流器，无需升降压变压器。它由多个电平台阶合成阶梯波，以逼近正弦输出电压。电平数越多，所得到的阶梯波电平台阶越多，从而越接近正弦波，谐波成分越少。从理论上讲，多电平变流器可以通过合成无穷多个电平台阶，最终实现零谐波的输出。但在实际应用中，由于受到硬件条件和控制复杂性的制约，通常在满足性能指标的前提下，并不追求过高的电平数。

多电平变流器的概念是在中性点钳位（Neutral Point Clamped, NPC）变流器的基础上发展起来的。该电路用两个串联的电容将直流母线电压分为 $+E/2$ 、 0 、 $-E/2$ 三个电平，每桥臂用四个开关管串联，用一对串联钳位二极管和内侧开关管并联，其中心抽头和零电平连接，实现中性点钳位，形成所谓中性点钳位变流器，如图 7.1-1 所示。在这个电路中， O 表示中性点， $(S11, S14)$ 、 $(S21, S24)$ 、 $(S31, S34)$ 是用来产生 PWM 输出的开关器件， $(S12, S13)$ 、 $(S22, S23)$ 、 $(S32, S33)$ 和 $(VD11, VD12)$ 、 $(VD21, VD22)$ 、 $(VD31, VD32)$ 共同起钳位作用，它们把输出端电压钳位到中性点。图 7.1-2 (a) 给出了一种调制方法的门极信号， $(S11, S13)$ 和 $(S12, S14)$ 的门极信号互补，图 7.1-2 (b) 为相应的输出相电压和线电压。从图中可以容易看出，中性点钳位型逆变器的输出端电压在 $+E/2$ 、 0 、 $-E/2$ 之间变化，与传统的两电平逆变器的输出波形相比，减小了输出电压波形的畸变，并且主功率管关断时仅仅承受直流母线电压的一半。

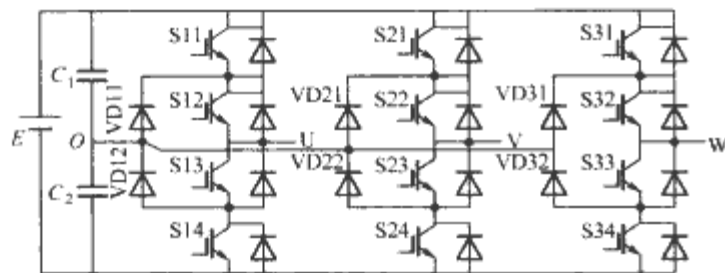


图 7.1-1 中点钳位变流器

一般情况下可将三电平电路推广到任意 n 电平。由于输出电压电平数的增加，使得输出波形具有更好的谐波频谱，每个开关器件所承受的电压应力较小。多电平变流器技术已成为电力电子学中，以高压大功率变换为研究对象的一个新的研究领域。多电平变流器之所以成为高压大功率变换研究的热点，是因为它具有以下一些突出优点：

- (1) 每个功率器件仅承受 $1/(n-1)$ 的母线电压（ n 为电平数），所以可以用低耐压的器件实现高压大功率输出。
- (2) 电平数的增加，改善了输出电压波形，减小了其畸变（THD）。
- (3) 可以以较低的开关频率获得和高开关频率下两电平变流器相同的输出电压波形，因而开关损耗小，效率高。
- (4) 由于电平数的增加，在相同的直流母线电压条件下，较之两电平变流器， dv/dt 应力大为减少，在高压大电

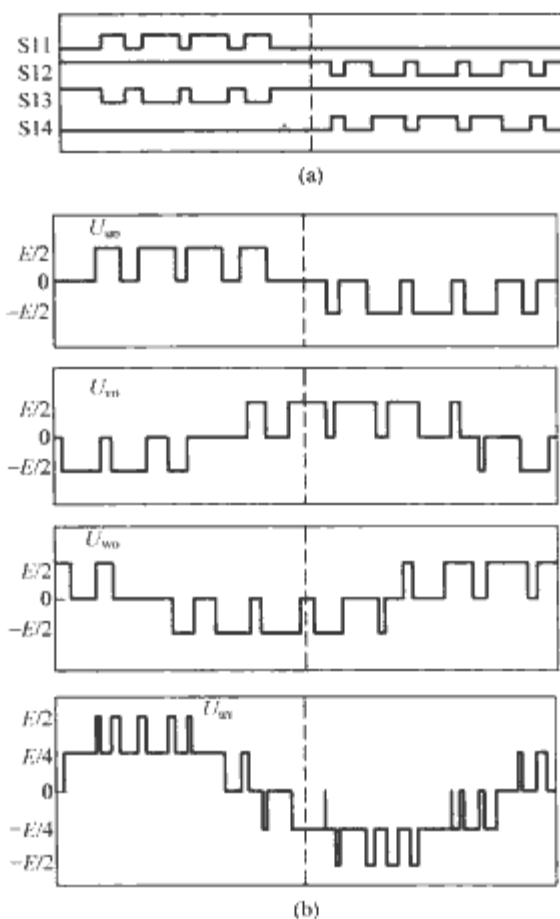


图 7.1-2 中点钳位逆变器的门极信号和输出电压
(a) 门极信号；(b) 输出电压

机驱动中，有效防止电机转子绕组绝缘击穿，同时改善了装置的 EMI 特性。

(5) 无需输出变压器，显著地减小了系统的体积和损耗。

2 多电平变流技术的应用

从多电平变流器概念的提出至今，在短短二十多年的时间里，已经形成了三类基本拓扑及一系列改进拓扑。与此相对应，多种多电平变流器的调制方法也被提出和研究。在拓扑方面，改进的主要方向是减少器件数量，解决电容电压的不平衡等；在调制方面，改进的主要方向是输出波形性能的优化和算法的简化及算法的通用性等。但是，在多电平变流器概念提出的最初几年，它并没有受到更多的关注，其原因在于：多电平变流器特殊的电路拓扑，无论对功率器件还是控制电路的要求都较高。直到 20 世纪 80 年代末，随着 GTO、IGBT、IGCT 等大功率可控器件容量等级的不断提高，以及以 DSP 为代表的智能控制芯片的迅速普及，关于多电平变流器的研究和应用才有了迅猛的发展。不仅在电路拓扑、PWM 控制方法和软开关技术等方面形成了许多分支，而且应用领域从最初的直-交变换（如大功率电机驱动）拓展到 AC-DC 变换（如电力系统无功补偿）和交-直-交变换（如超导储能）再到近期的 DC-DC 变换（如高压直流变换，多电平 PFC 等）。电力系统中的无功补偿和高压直流输电以及高压大电机变频调速是目前多电平变流器应用的主要领域。

无功补偿作为灵活交流输电技术的一个重要组成部分,一直是国内外相关专业领域内的研究热点,也是现代电力电子技术应用于电力系统的最突出表现。无功补偿经历了早期的基于并联补偿原理的常规静止无功补偿器 SVC 之后,随着现代功率半导体器件的应用与新颖功率变换电路及控制技术相结合,产生了新型无功补偿装置——静止同步补偿器 (STATCOM),而 STATCOM 的核心就是电压源逆变器 (VSI)。在实际应用中,传统的 6 脉动两电平桥式逆变器已经不能适应人们对装置容量越来越高的要求,而多电平逆变器成为非常有吸引力的方案,是未来发展的方向。从目前情况看,将多电平 VSI 应用到大功率高电压的电力系统中,如果电平数过多将会遇到许多困难,如硬件电路过于复杂;为了保持各个电容器的平衡充电,控制变得困难等。所以,目前在多电平 VSI 应用于 STATCOM 中以三电平或五电平 VSI 最受重视,也最为实际。如西门子公司制造的一台三电平 STATCOM,已安装在丹麦 REJSBY HADE 风力发电厂,该 STATCOM 由两个三电平 GTO VSI 通过一个三绕组变压器连接到一条 15kV 母线上,其中一个 VSI 连接到 Y 绕组,另一个 VSI 连接到 Δ 绕组,采用逆导 GTO,器件的额定功率值为 4500V/3000A,装置用空气冷却,无功调节范围为 $\pm 8\text{Mvar}$ 。

中高压大电机变频调速是多电平变流器应用的另一个重要领域,在大电机调速中,传统的两电平高频 PWM 逆变器存在以下几个问题:

- 1) 因为高频导致很高的 dv/dt 和浪涌电压,引起电机转子绕组绝缘击穿。
- 2) 高频开关产生很大的器件电压应力和很大的开关损耗,使效率降低。
- 3) 高频开关对附近的通信或其他电子设备产生宽频带的 EMI (10kHz~30MHz)。
- 4) 功率因数低。

多电平变流器在输出相同质量电压波形的条件下,开关器件电压应力大大减小,工作频率大为降低,所以可以克服两电平高频 PWM 逆变器驱动中的种种问题,其代价是所需的功率器件较多,因而它更适用于大电机驱动。有文献报道,将二极管钳位型五电平 GTO 逆变器成功地用于 22MVA, 7.46kV 的大容量感应电机的驱动,所采用的功率器件是 ABB 公司 4500V, 3000A GTO,仿真和实验结果表明,该方案在电机转速范围,动态响应时间和允许力矩纹波方面都达到了令人满意的程度。另外,美国某公司采用级联式多电平变流器结构原理,已生产出 2300~10 000V AC,

400~7500kW 系列高压交流变频器,其变频器部分效率高达 98%以上,包括输入变压器在内的整个变频系统的效率也高达 96%以上,在正常变速范围内功率因数大于 0.95,无需任何功率因数补偿电容,无谐波污染,即使在电源容量不超过变频器额定容量时,也能满足 IEEE519-92 对电压失真和电流失真最严格的要求。此外,许多国际上知名的大公司都有各种类型的多电平变流器产品,并且国外几个著名的电气公司也都在多电平变流器及其相关技术方面申请了专利。

在国内,由于我国高压变频技术仍没有较大规模形成产业化,落后于发达国家,目前应用的高压大功率变频装置大部分为引进产品。而我国又潜在着巨大的高压大功率变频器市场,国家计委预计在今后的 15 年内,我国变频器总需求的投资额在 500 亿以上,而其中 60%~70%是高压大功率变频器。所以,在世界上各大电气公司都在这一领域展开激烈的竞争,以抢占我国高压大功率变频器市场。我国也意识到了研制国产高压大功率变频器的紧迫性,近些年来,国内部分科研院所和一些公司在这一领域中也作了一些研究和产品开发工作,包括北京、山东、广东等地的国内公司,他们开发的变频装置具有高功率因数、高效率、无谐波污染、无需专用电机等优点,在技术上已达到国际先进水平。一般而言,装置在系统设计上的共同特点是:

(1) 曲折变压器移相技术。变频整流侧通过曲折变压器移相,实现多脉冲整流,使装置的谐波抑制能力大大加强。因整流桥采用二极管不控整流,任何负载下输入电压与输入电流的相移接近于 0,这种关系通过变压器折合到一次侧,使电网侧电压与电流之间几乎无相移,因此功率因数很高。

(2) 采用 IGBT 作为主回路的开关器件,提供了较高的开关频率,以减小电流和转矩的脉动。

(3) 全数字化光纤控制技术,应用,控制柔性和可靠性大大提高。

(4) 多级 PWM 输出波形生成技术,单元逆变桥输出 PWM 波形和多级移相叠加后得到的变频器输出电压呈现电平台阶形逐级错开,实现了高质量的功率输出,减少了输出电压的 dv/dt 脉动对电机绕组的冲击。

(5) 功率单元标准模块化,IGBT 驱动电路智能化,并在功率单元回路设计中,应用了功率母线技术,并且系统有着完善的检测及保护功能。

目前,多电平技术在国内机遇和挑战并存,相信随着更多国内研究机构和企业关注,这一技术必将在大功率应用场合大显身手。

第 2 章 直—交多电平逆变器

1 直—交多电平逆变器基本电路

目前所见到的多电平逆变器，按主电路拓扑结构来分，主要分为三类基本的拓扑结构：二极管钳位型多电平逆变器（Diode-clamped Multilevel Inverter）、飞跨电容型多电平逆变器（Flying-capacitor Multilevel Inverter）和级联型多电平逆变器（Cascaded Multilevel Inverter）。在这三类基本拓扑结构的基础上，近年来又派生出了很多改进的拓扑结构，本章将对这些基本拓扑和几种典型改进拓扑的结构和工作原理进行介绍。

1.1 二极管钳位型多电平逆变器

中点钳位变流器即为二极管钳位型三电平逆变器，该电路结构及其工作原理已在第一章中进行了介绍，在此不再详述。图 7.2-1 所示是二极管钳位型五电平逆变器的单臂电路结构。分压电容 $C_1=C_2=C_3=C_4$ ，因此 $U_1=U_2=U_3=U_4$ ；每相桥臂有 8 个开关器件 $S1\sim S8$ 串联，每 4 个开关器件同时处于导通或关断状态，其中 $(S1, S5)$ 、 $(S2, S6)$ 、 $(S3, S7)$ 、 $(S4, S8)$ 为互补工作的开关对，也即当其中的一个开关导通时，另一个一定关断；反之亦然； $VDc1, VDc1', VDc2, VDc2', VDc3, VDc3'$ 为钳位二极管。五电平逆变器的输出电压与开关状态之间的关系见表 7.2-1。由此，可得到门极信号和输出电压的波形，如图 7.2-2 所示。对于 n 电平的二极管钳位型逆变器拓扑，每个桥臂需要 $(n-1)$ 个直流分压电容， $2(n-1)$ 个主开关器件， $(n-1)(n-2)$ 个钳

位二极管。通过组合三个相同的单臂电路，利用相同的分压电容，可以容易得到三相电路，如图 7.2-3 所示。

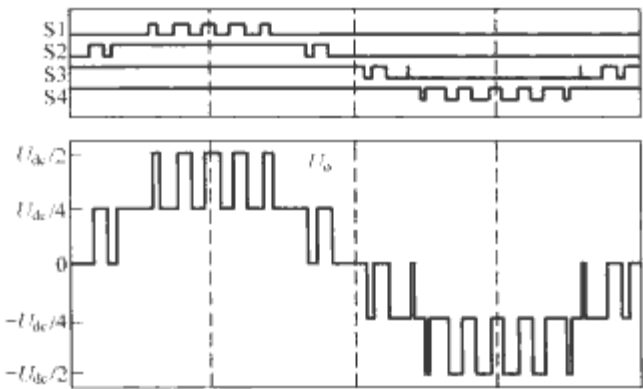


图 7.2-2 二极管钳位型五电平单相逆变器的门极信号和输出电压

在传统的二极管钳位型多电平变流器中，当电平数超过 3 时，钳位二极管因需要阻断多倍电平电压，通常由多个相同标称值的二极管串联。例如在图 7.2-1 中， $VDc1'$ 由于需要阻断三倍的电平电压，它由三个相同的二极管串联； $VDc2$ 和 $VDc2'$ 需要阻断两倍的电平电压，它们分别由两个相同的二极管串联； $VDc3$ 需要阻断三倍的电平电压，它由三个相同的二极管串联。由于开关特性的不一致及杂散参数，可引起二极管两端的过电压，因而需要均压措施和很大的 RC 吸收电路，导致系统体积庞大，成本增加。为了解决这一问题，有文献提出了一种改进型拓扑，如图 7.2-4 所示。这种拓扑所用的功率器件数量和传统拓扑一样。由于钳位二极管位置的变化，该电路不仅能实现功率开关管的电压钳位，而且还能通过直接和间接的方式将钳位二极管的电压钳在单电平电压之内。这个改进电路在电平数较多的情况下，具有较大的优越性。

在上述两个二极管钳位型拓扑中，随着电平数的增加，钳位二极管的数量会以电平数二次方的规律递增。所以当电平数较高时，就会需要大量的钳位二极管，从而使系统在布局上难以实现。并且如果逆变器工作于 PWM 方式下，这些钳位二极管的反向恢复将会成为高压大功率设计的难点。

表 7.2-1 二极管钳位型五电平逆变器输出电压与开关状态之间的关系

输出电压	开 关 状 态							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
$U_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-U_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-U_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

注 表中“1”表示开关器件导通状态；“0”表示开关器件关断状态。

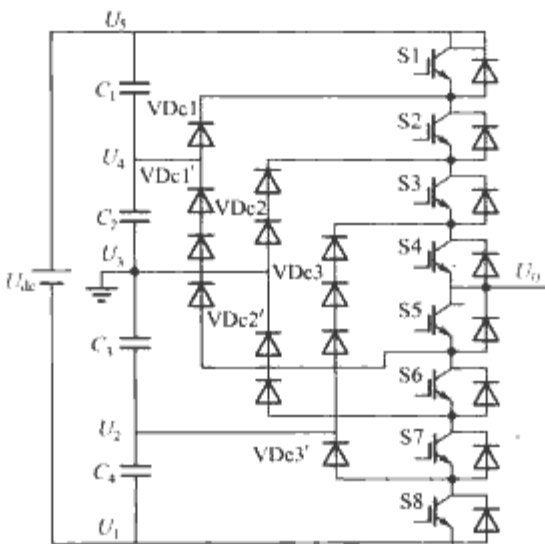


图 7.2-1 二极管钳位型五电平逆变器单臂电路

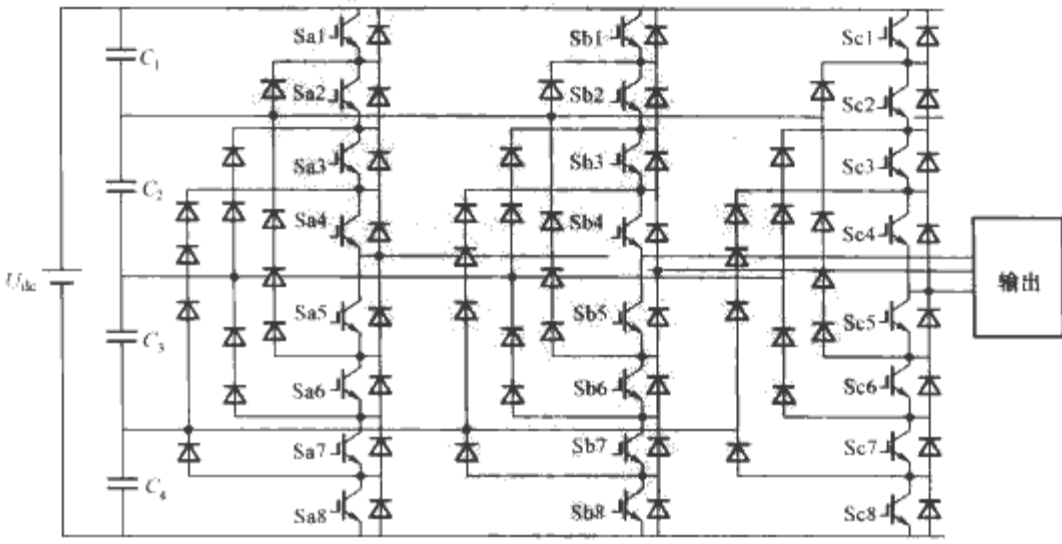


图 7.2-3 二极管钳位型五电平三相逆变器主电路

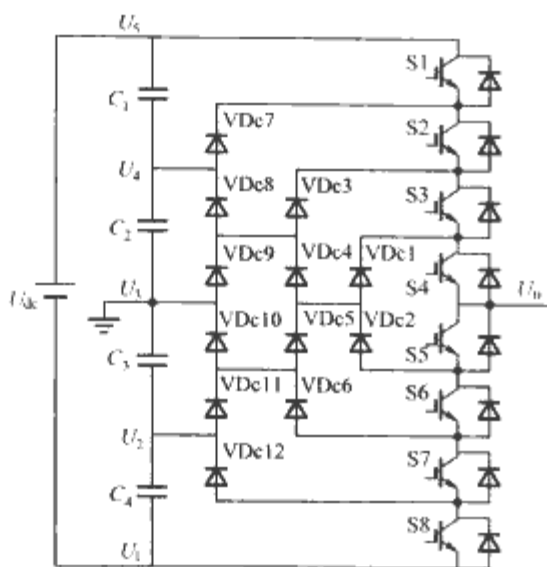


图 7.2-4 改进的二极管钳位型五电平逆变器单臂电路

当二极管钳位型多电平变流器用于传递有功功率时，每个直流母线电容的充放电时间不同，会造成它们的电压不平衡，从而导致输出电压的畸变，甚至得不到期望的多电平输出。因为 NPC 变流器只有两个直流分压电容，它的中性点电位控制相对简单，因此，在电机驱动中得到了较为广泛的应用。而随着电平数的增多，直流母线电容的电压不平衡成为阻碍二极管钳位型拓扑在实际中应用的主要因素之一。针对中点电位不平衡问题，研究者们做了大量的工作，提出了各种解决方案，归纳起来，主要是通过改进硬件电路和控制方法来实现。

从改进硬件电路方面来看，其中包括利用独立直流电压源，或者对每个电平采用电压调节器，但是这两种方法需要增加隔离变压器和开关器件。F. Z. Peng 等人提出了一种用两个相同的多电平拓扑来分别构成整流器和逆变器的多电平驱动系统，即“背靠背 (back-to-back)”连接方式。这种系统可以实现直流母线电容的电压平衡，并且可用于四象限可逆运行的负载。还有其他相关文献讨论了这种借助有源整流来实现中性点电位平衡的交-直-交系统。然而这种方法的缺点是需要两个有源变流器，增加了系统的成本。

更多研究是通过改进控制方法来实现中性点电位平衡的。一般都是通过选取空间矢量的冗余开关状态中合适的矢量来实现的。开环控制法是一种最简单的控制方法，即交替选择正小矢量和负小矢量，无需中性点电压反馈和额外的计算。但很显然，这一方法，对于中矢量对中性点电压的影响，不能进行补偿，而只能通过中矢量自身的对称性，在一个完整的输出电压周期内，完成中性点电压的平衡。因此，中性点电压存在很大的低频纹波，需较大的滤波电容，价格昂贵，体积庞大，很难付诸实用。而闭环控制法，是通过检测中性点电压的偏差和中性点电流方向，根据这些信息，增大对中性点电压具有相反作用的小矢量的作用时间，实现在每个载波周期内的中性点电压平衡。

综合上述分析，可以得到二极管钳位型多电平逆变器拓扑的优、缺点如下：

优点：

- 1) 电平数越多，输出电压谐波含量越少。
- 2) 阶梯波调制时，器件在基频下工作，开关损耗小，效率高。
- 3) 可控制无功功率流。
- 4) back-to-back 连接系统控制简单。

缺点：

- 1) 需要大量钳位二极管。

2) 每桥臂内外侧功率器件的导通时间不同，造成负荷不一致。

3) 存在直流分压电容电压不平衡问题。

1.2 飞跨电容型多电平逆变器

图 7.2-5 所示是飞跨电容型三电平逆变器的单臂电路，

与二极管钳位型多电平变流器不同，这种电路采用的是跨接在串联开关器件之间的电容进行钳位的。 $S1 \sim S4$ 为功率开关管， C_c 为钳位电容， C_1, C_2 为直流侧电容。该电路可以输出三个电平，即 $U_0 = U_{dc}/2, 0, -U_{dc}/2$ 。当 $U_0 = U_{dc}/2$ 时，开关管 $S1$ 和 $S2$ 需要导通；当 $U_0 = -U_{dc}/2$ 时，开关管 $S3$ 和 $S4$ 需要导通；当 $U_0 = 0$ 时，开关管 ($S1, S3$) 或者 ($S2, S4$) 需要导通。当 $S1$ 和 $S3$ 导通时，钳位电容 C_c 充电；当 $S2$ 和 $S4$ 导通时，钳位电容 C_c 放电。通过选择合适的 0 电平开关状态，可以实现钳位电容 C_c 的充放电平衡。图 7.2-6 为飞跨电容型三电平逆变器单臂电路的门极信号和输出电压的波形。

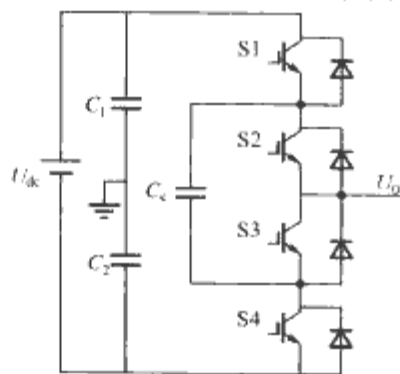


图 7.2-5 飞跨电容型三电平逆变器单臂电路

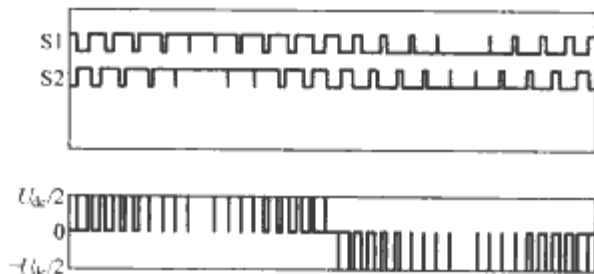


图 7.2-6 飞跨电容型三电平逆变器的门极信号和输出电压

飞跨电容型五电平逆变器的输出电压合成比二极管钳位型具有更多的灵活性。图 7.2-7 所示是一个飞跨电容型五电平逆变器的单臂电路， $S1 \sim S8$ 为功率开关管， $C_{c1} \sim C_{c6}$ 为钳位电容，每个电容都具有相同的容值和电压， $C_1 \sim C_4$ 为直流分压电容，它的开关状态见表 7.2-2。从表中可以看出，该电路的电压合成更为灵活，即对于相同的输出电压，可以由不同的开关状态组合得到。例如，对于输出电压 $-U_{dc}/4$ 和 $U_{dc}/4$ ，分别可以由四种开关状态组合得到；对于输出电压 0，可以由六种开关状态组合得到。这种开关状态组合的

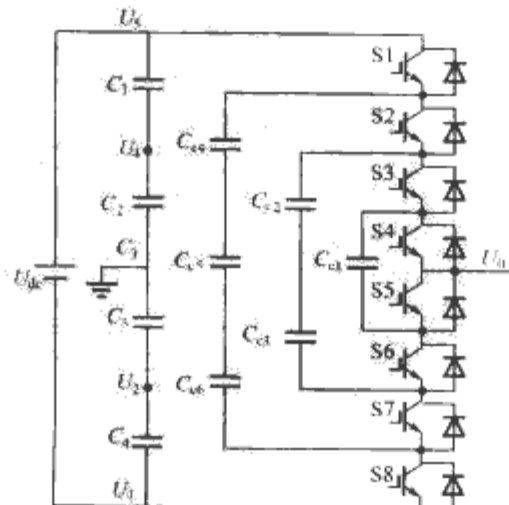


图 7.2-7 飞跨电容型五电平逆变器单臂电路

可选择性,为飞跨电容电压平衡提供了可能性和灵活性。图7.2-8所示为飞跨电容型五电平逆变器单臂电路的门极信号和输出电压的波形。与二极管钳位型多电平变流器类似,飞跨电容型多电平电路也可构成三相系统,如图7.2-9所示。对于一个 n 电平的飞跨电容型电路,每个桥臂需要 $2(n-1)$ 个开关器件, $(n-1)$ 个直流分压电容以及 $(n-1)(n-2)/2$ 个钳位电容。

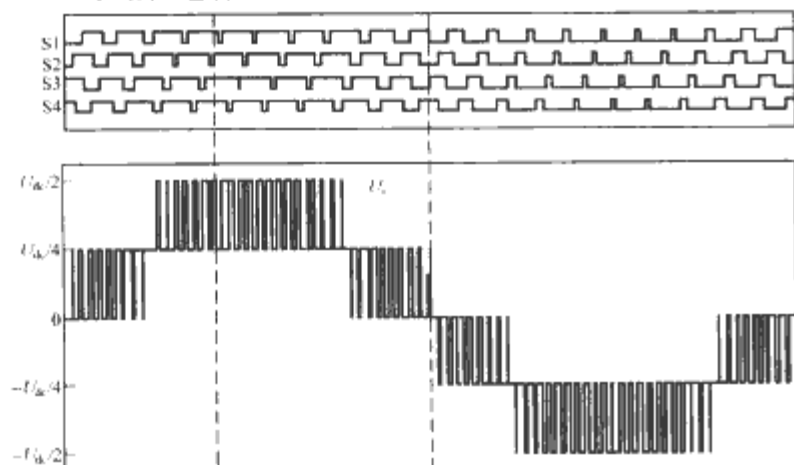


图 7.2-8 飞跨电容型五电平逆变器的门极信号和输出电压

飞跨电容型多电平变流器拓扑的出发点之一,是为了去除二极管钳位型电路中大量的钳位二极管,但同时又引入了大量的悬浮电容。在电力电子装置中,电容是一个可靠性较差、寿命较短的器件。综合上述分析,可以得到飞跨电容型多电平逆变器拓扑的优、缺点如下:

表 7.2-2 飞跨电容型五电平逆变器输出电压与开关状态之间的关系

输出电压	开关状态							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
$-U_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

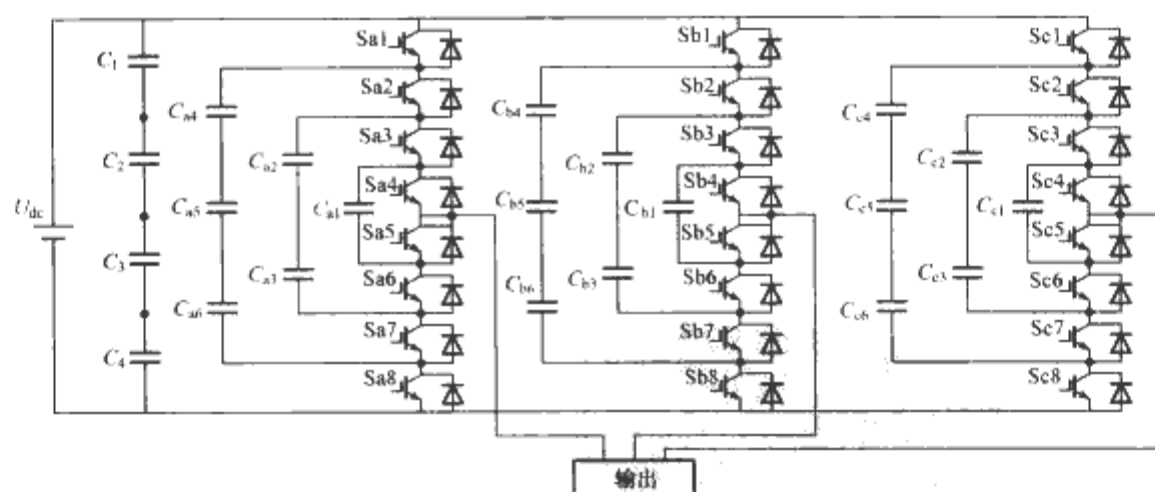


图 7.2-9 飞跨电容型五电平三相逆变器主电路

1.3 级联型多电平变流器

图7.2-10所示为传统的级联型五电平逆变器拓扑单臂电路,它由两个两电平H桥单元级联构成。表7.2-3为输出电压与开关状态之间的关系。图7.2-11所示为两个H桥单元合成输出电压的波形示意图。与二极管钳位型和飞跨电容型多电平变流器相比,级联型拓扑不需要大量的钳位二极管和飞跨电容,但是需要多个独立直流电压源。对于一个 n 电平的级联型拓扑,每个桥臂需要 $(n-1)/2$ 个独立直流电压源和 $2(n-1)$ 个主开关器件。该拓扑可以方便地通过三角形或星形联结构

续表

输出电压	开关状态							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
$-U_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	1	0	0	1	1	0	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
	0	0	0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	0	1
$U_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
	1	1	0	1	0	1	0	0
$U_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0

注 表中“1”表示开关器件导通状态,“0”表示开关器件关断状态。

优点:

- 1) 电平数越多,输出电压谐波含量越少。
- 2) 阶梯波调制时,器件在基频下开通关断,损耗小,效率高。
- 3) 可控无功和有功功率流,因而可用于高压直流输电和变频调速。

4) 大量的开关状态组合冗余,可用于电压平衡控制。

缺点:

- 1) 需大量的钳位电容。
- 2) 用于纯无功负载时,存在飞跨电容电压的不平衡。

成三相系统。图7.2-12给出了两种联结方式的三相电路。

表 7.2-3 级联型五电平逆变器输出电压与开关状态之间的关系

输出电压	开关状态							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
$2U_{dc}$	1	0	0	1	1	0	0	1
U_{dc}	0	1	0	1	1	0	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1
$-U_{dc}$	0	1	0	1	0	1	1	0
$-2U_{dc}$	0	1	1	0	0	1	1	0

注 表中“1”表示开关器件导通状态;“0”表示开关器件关断状态。

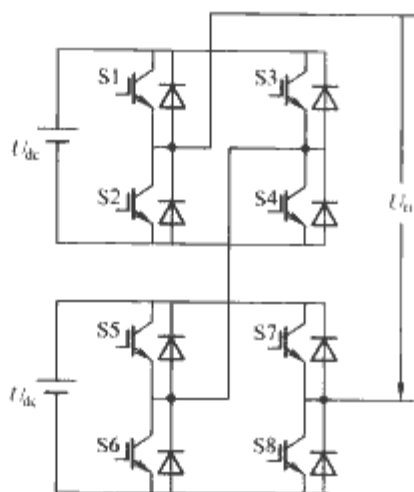


图 7.2-10 级联型五电平逆变器单臂电路

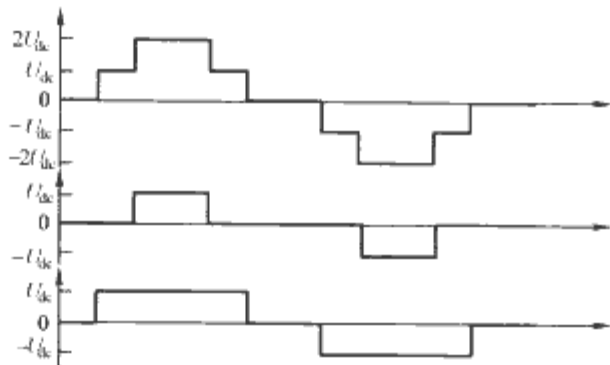


图 7.2-11 级联型五电平逆变器合成输出电压的波形

级联型多电平逆变器的特点如下：

优点：

- 1) 电平数越多，输出电压谐波含量越少。
- 2) 阶梯波调制时，器件在基频下开通关断，损耗小，效率高。
- 3) 无需钳位二极管和钳位电容，在三种多电平电路结

构中，对于相同电平数，所需器件数最少，易于封装。

4) 基于低压小容量变流器级联的组成方式，技术成熟，易于模块化，较适于 7 或 9 电平及以上的多电平应用场合。

5) 易采用软开关技术，以避免笨重、耗能的阻-容吸收电路。

6) 不存在电容电压平衡问题。

缺点：

1) 需多个独立直流电源。当采用不控整流得到这些直流电源时，为减小对电网的谐波干扰，通常采用多绕组曲折变压器的多重化来实现。这种变压器体积庞大，成本高，设计困难。

2) 不易实现四象限运行。

1.4 基本单元与基本单元串/并、并/串生成多电平逆变器方法

从多电平逆变器拓扑结构研究的理论性和系统性出发，基于基本构成单元形成多电平变流器拓扑是一种新思路和方法。该方法不同于统一拓扑的概念，统一拓扑是通过对它进行分解来得到不同的多电平拓扑，而基本构成单元思想是以基本单元为基础，通过一定的组合来得到不同的多电平拓扑，两种方法是分解与组合的相反过程。基于基本构成单元形成多电平变流器拓扑的思路和方法如下：

所谓基本单元，是指满足构成多电平变流器拓扑条件的最小组成部分。从电路原理的角度，为得到输出的多电平，至少必须满足以下两个基本条件：①需要基本电平；②需要相应的由有源和无源器件组成的单元，将基本电平合成，实现多电平输出。对于前者，即基本电平的构成，只能有以下几种方法实现：①直流母线电压进行电容分压；②悬浮电容构成电压源；③独立电压源。很显然，这几种方法已在现有的多电平变流器拓扑中得到了应用。其中①

对应于二极管钳位型；②对应于电容钳位型；③对应于级联型。对于第二个条件，即能将基本电平合成，实现多电平输出的电路单元，它的构成应该具备几个基本特性。首先，它必须是可控的，只有这样才能在适当的时刻被触发导通，按要求合成输出电平，因此，它必须包含有源器件；其次，为了保证单元中能量流动的连续性和能量流动的双向性，必须有无源器件和对应的有源器件成对出现，它们的导通方向应相反。在电压型电路中，开关元件承受单向电压，流过双向电流，所以应采用逆导型开关。将基本电平和电路单元相结合，就可构成多电平变流器的基本单元，图 7.2-13 (a) 所示的普通两电平变流器的桥臂就能满足要求。但这样得到的基本单元只能实现两电平的输出，为了得到多电平的输出，自然的思路就是将它们串联或并联，得到如图 7.2-13 (b) 和图 7.2-13 (c) 所示的单元。对于前者，在两个输出端之间，可以得到四种电平的输出电压， $U_1 - U_2$ ， $U_1 - U_3$ ， $U_2 - U_3$ ，0；对于后者，实际上就是一个普通的全桥电路，如果采用单极性调制，在它的输出端，可以得到三个电平， $U_1 - U_2$ ，0， $U_2 - U_1$ 。

在得到基本单元后，为了获得更多的电平，可以采用基本单元串—并和并—串的联

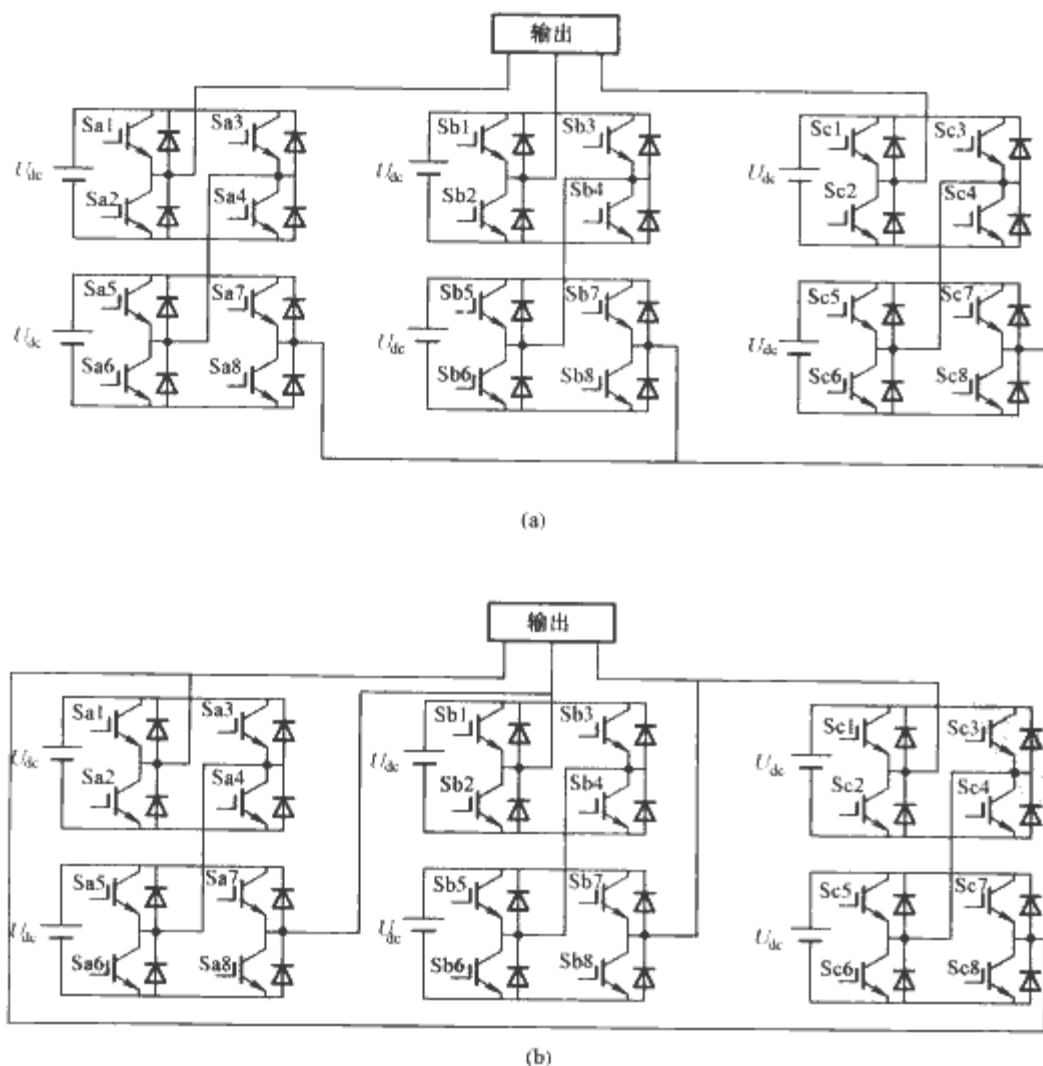


图 7.2-12 级联型五电平逆变器三相电路
(a) 星形联结；(b) 三角形联结

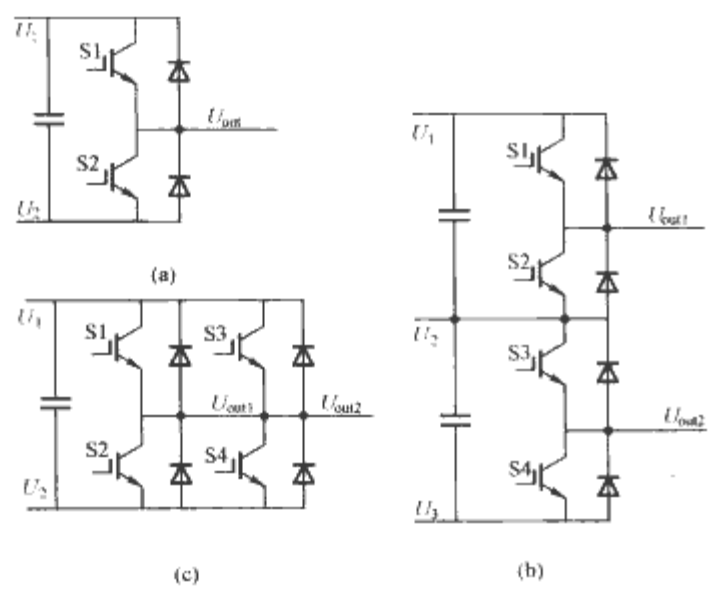


图 7.2-13 多电平变流器的基本单元及其串、并联
(a) 基本单元；(b) 基本单元的串联；(c) 基本单元的并联

结方式进行扩展。将多电平变流器基本单元分别串联，得到若干个电平数递减的部分，再将这些部分并联，从而可得到通用型多电平变流器拓扑。将任意电平的基本单元并联形成

多个全桥单元，再将这些全桥单元串联，可得到任意电平的级联型多电平变流器，例如图 7.2-10 所示的拓扑即为一个例子。由于级联型多电平变流器具有易于模块化的结构特点，所以基本单元的思想在其中更能充分地体现出来。同时多电平变流器基本单元还可以用三（或三以上）电平桥臂构成，分别采用二极管钳位型和飞跨电容型三电平变流器桥臂作为基本单元，如果采用先串后并的方法，可得到图 7.2-14 (a) 和图 7.2-14 (b) 的多电平变流器拓扑，如果采用先并后串的方法，可得到图 7.2-14 (c) 和图 7.2-14 (d) 的多电平变流器拓扑。更多的多电平变流器电路拓扑的生成，还可以通过组合两电平桥臂基本构成单元和三电平桥臂基本构成单元得到。

基于基本单元串—并（并—串）的研究思路，不仅可以得到已有的三类基本多电平变流器拓扑，而且可以推导得到一系列新的拓扑结构，从而将多电平变流器拓扑结构的研究统一在基本构成单元的范畴之内，为多电平变流器拓扑结构的研究提供了一个新的指导原则。

多电平变流器的拓扑结构多种多样，并且它们各有特点。在实际应用中，要根据不同的应用场合和要求，选取合适的拓扑结构。

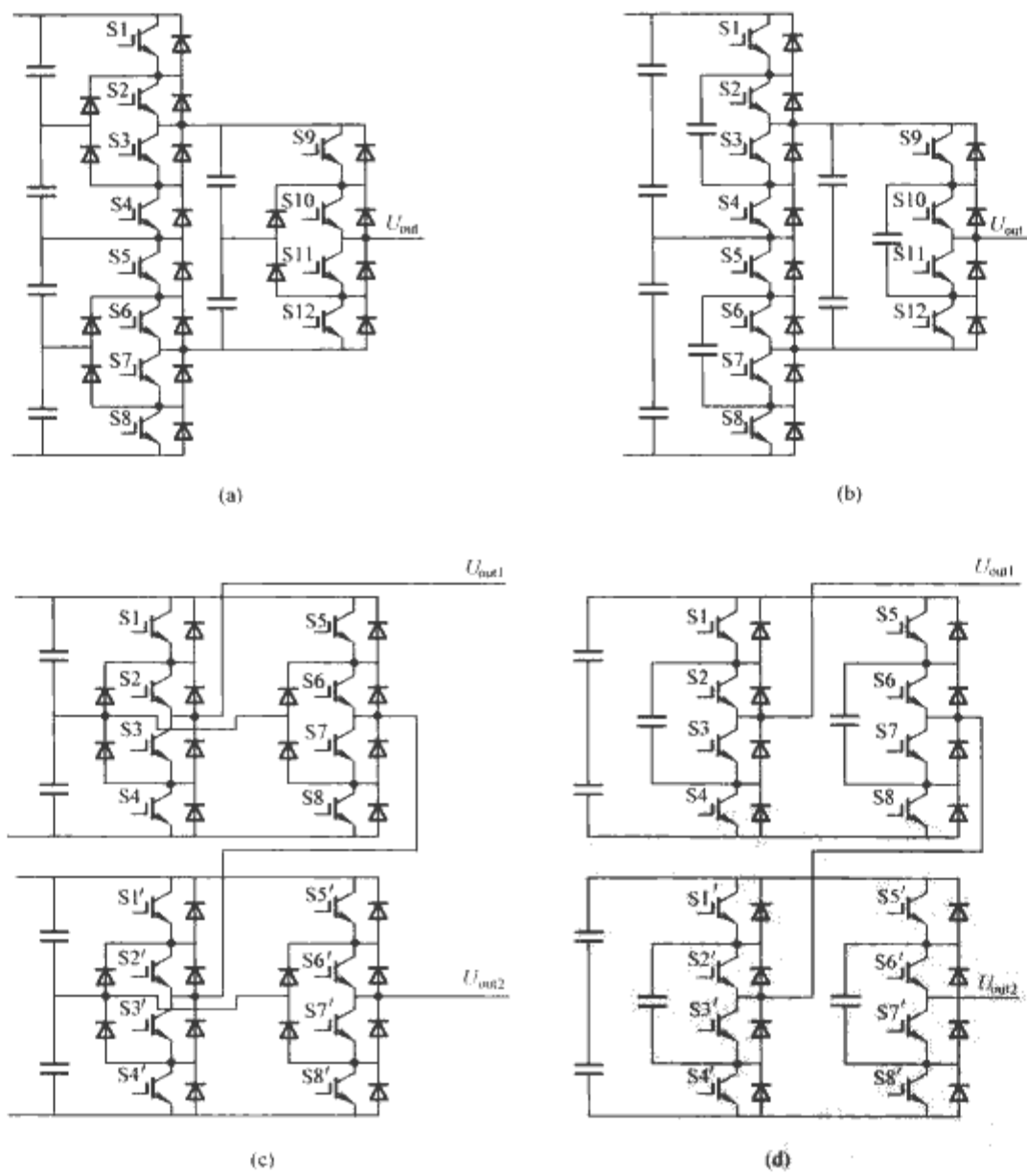


图 7.2-14 基于基本单元串—并（并—串）思想生成的多电平变流器拓扑

(a) 基于二极管钳位型三电平桥臂和基本单元（串—并思想的多电平变流器拓扑）；
(b) 基于飞跨电容型三电平桥臂和基本单元（串—并思想的多电平变流器拓扑）；(c) 基于二极管钳位型三电平桥臂和基本单元（并—串思想的多电平变流器拓扑）；(d) 基于飞跨电容型三电平桥臂和基本单元（并—串思想的多电平变流器拓扑）

2 DC/AC 多电平逆变器混合钳位和组合结构

2.1 多电平逆变器通用结构

从多电平概念提出之初,研究者们就一直致力于其电路拓扑结构的研究,希望能找到多电平逆变器的统一拓扑,从而使多电平逆变器拓扑结构的研究更加系统化。图 7.2-15 所示是在 IEEE IAS' 00 会议上提出的一种比较有代表性的多电平变流器通用拓扑。在该五电平电路中,开关器件 $Sp1 \sim Sp4$ 、 $VDp1 \sim VDp4$ 和 $Sn1 \sim Sn4$ 、 $VDn1 \sim VDn4$ 为主开关管,用来实现期望的输出电平; $Sc1 \sim Sc12$ 、 $VDc1 \sim VDc12$ 为钳位开关,用来实现钳位功能。对于同一柱上相邻的两个开关对,当某一对导通时,另一对一定关断,反之亦然。表 7.2-4 为输出电压与开关状态之间的关系。与飞跨电容型拓扑相似,该拓扑的电压合成也较为灵活,对于相同的输出电压,可以由不同的开关状态组合得到。多种开关状态组合的灵活性,使得该拓扑具有电容电压的自平衡功能。现有的二极管钳位型多电平拓扑,飞跨电容型多电平拓扑以及一些新的多电平拓扑都可以从这一拓扑推导得到。该电路容易拓展到任意电平,对于一个 n 电平的电路,每个桥臂需要 $n(n-1)$ 个开关器件和反并二极管, $(n-1)$ 个直流分压电容以及 $(n+1)(n-1)/4$ 个钳位电容。

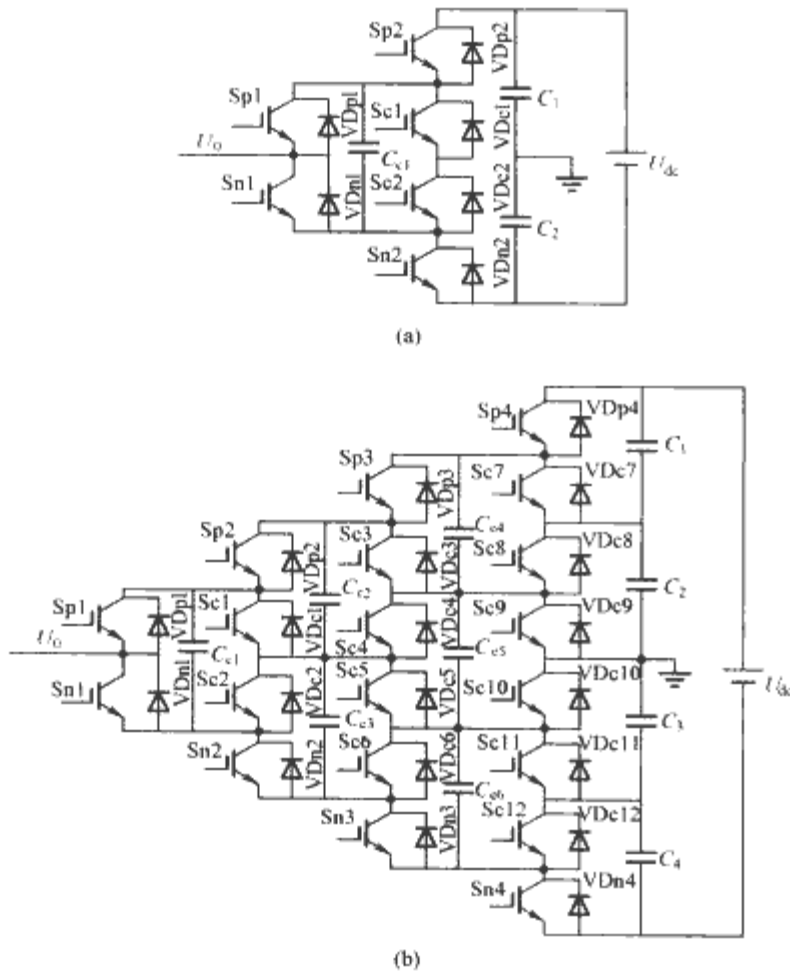


图 7.2-15 通用型多电平单臂电路
(a) 三电平; (b) 五电平

表 7.2-4 通用型五电平逆变器输出电压与开关状态之间的关系

输出电压	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/4$	0				$U_{dc}/4$	$U_{dc}/2$
开关状态	$Sp1$	0	1	0	0	0	1	1
	$Sp2$	0	0	1	0	0	1	1
	$Sp3$	0	0	0	1	0	0	1
	$Sp4$	0	0	0	0	1	0	1

注 表中“1”表示开关器件导通状态;“0”表示开关器件关断状态。

2.2 多电平逆变器混合钳位结构

多电平逆变器在合成多个电平时,钳位是其中的一个重要问题。所谓钳位,是指通过钳位器件,把功率开关管关断时的两端电压限制在某一电压。在现有的三类基本多电平拓扑中,二极管钳位型拓扑是通过二极管来实现钳位,飞跨电容型是通过电容来实现钳位,而具有独立直流电压源的级联型是通过直流电压源来实现钳位。但是,在实际应用中,这三种基本拓扑都存在着一定的缺点:当传递有功功率时,二极管钳位型需要独立的直流电压源或附加电路或复杂的平衡控制方法来解决电容电压不平衡问题,因此它们在有功变换的应用场合中受到一定的局限性;飞跨电容型虽然能够用于有功和无功传输,但在纯无功情况下,不能保证电容电压平衡,因此不能用于无功补偿等场合;级联型拓扑用于电机驱动等场合时需要多个独立直流电压源。

为了克服上述缺点,人们试图从改变多电平逆变器拓扑的钳位器件出发,找到性能更优越的拓扑结构。上述三类基本的多电平逆变器拓扑都是通过同一类型的钳位器件来实现钳位功能,如果采用两种或两种以上的钳位器件来实现钳位功能,即混合钳位,那么会得到一系列新的拓扑——混合钳位型多电平逆变器拓扑。

2.2.1 几种典型的多电平逆变器混合钳位结构

混合钳位型拓扑最显著的特点是采用两种或两种以上的钳位器件来实现钳位功能。图 7.2-16 所示是一种利用二极管和电容共同实现钳位的多电平拓扑。该拓扑的出发点是为了解决传统二极管钳位型多电平拓扑中,直流端电容电压的不平衡以及内部开关管阻断较高电压等问题。与二极管钳位型拓扑相比较,该拓扑中所增加的飞跨电容主要有以下作用:①作为内部开关管关断时的阻断电压;②提供双向电流通路;③实现直流联接电容的电压平衡。从合成输出电压的原理来看,这个拓扑跟飞跨电容型拓扑有很大的相似性,其中的飞跨电容都参与电压合成。由于钳位二极管的存在,这个拓扑比飞跨电容型存在较多的电流通路。在电容电压平衡方面,两个拓扑都是利用中间输出电平的冗余开关状态来实现的。该混合钳位拓扑在纯无功情况下也不能保证飞跨电容的电压平衡,不能用于无功补偿等场合。

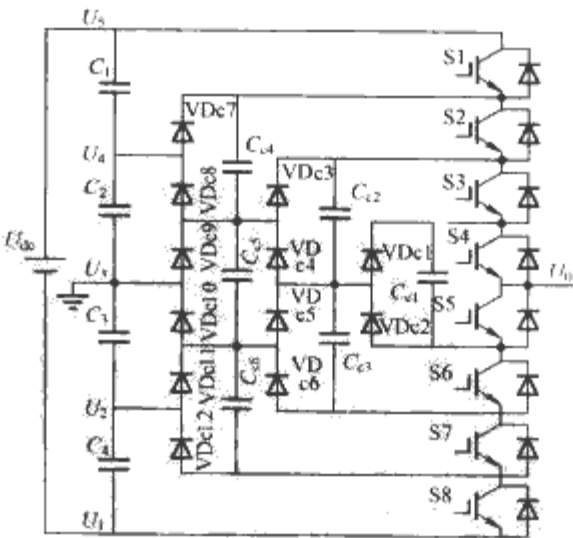


图 7.2-16 二极管/飞跨电容混合钳位型五电平拓扑

图 7.2-15 所示是具有电容电压自平衡功能的通用多电平拓扑,也为一种混合钳位型拓扑。在该拓扑中,有源器件与无源二极管和电容共同实现钳位作用,并且在每一个开关状态都能保证电容电压的自平衡。该拓扑不受负载特性的影响,能应用于有功和无功变换场合。但是该拓扑需要大量的

无源和有源器件，这一缺点限制了它在实际中的应用。

图 7.2-17 所示的混合钳位拓扑能够实现电容电压的自平衡，同时所需要的元件数量大大少于通用型拓扑。在该电路中， $Sa1 \sim Sa4$ 以及 $Sa'1 \sim Sa'4$ 为主开关管，用来实现期望的输出电压； $Sc1 \sim Sc6$ 为钳位开关管， $V_{Dc1} \sim V_{Dc12}$ 为钳位二极管，它们共同实现钳位功能；同时 $Sc1 \sim Sc6$ 和辅助电容 $C_5 \sim C_7$ 能够保证直流端每个电容 $C_1 \sim C_4$ 的电压平衡。从图中可以看出，除了最靠近直流侧的一系列钳位元件为有源开关和二极管反并构成的开关对外，其他均为二极管钳位。该拓扑容易拓展到任意电平，对于 n 电平的单臂电路，该拓扑需要 $(n-1)$ 个直流母线电容， $2(n-1)$ 个主开关管， $2(n-2)$ 个钳位开关管， $(n-1) \times (n-2)$ 个钳位二极管和 $(n-2)$ 个辅助电容。所有电容分担相同的电压，所有开关管和二极管都有相同的电压应力，均为直流母线电压的 $1/(n-1)$ 。输出电压与开关状态之间的关系见表 7.2-5。

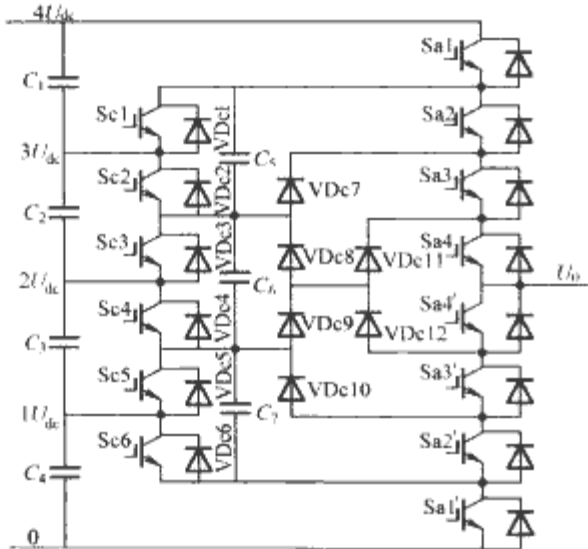


图 7.2-17 新型混合钳位拓扑的五电平单臂电路

表 7.2-5 输出电压 u_o 与开关状态之间的关系

输出电压 u_o	开关状态								电容路径
	Sa1	Sa2	Sa3	Sa4	Sa'4	Sa'3	Sa'2	Sa'1	
$U_5 = 4U_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0	$C_1 + C_2 + C_3 + C_4$
$U_4 = 3U_{dc}$	0	1	1	1	0	0	0	1	$C_5 + C_6 + C_7$
	1	0	1	1	1	0	0	0	$C_1 + C_2 + C_3 + C_4 - C_5$
$U_3 = 2U_{dc}$	0	0	1	1	1	0	0	1	$C_6 + C_7$
	1	0	0	1	1	1	0	0	$C_1 + C_2 + C_3 + C_4 - C_5 - C_6$
$U_2 = 1U_{dc}$	0	0	0	1	1	1	0	1	C_7
	1	0	0	0	1	1	1	0	$C_1 + C_2 + C_3 + C_4 - C_5 - C_6 - C_7$
$U_1 = 0U_{dc}$	0	0	0	0	1	1	1	1	—

注 表中“1”表示开关器件导通状态；“0”表示开关器件关断状态。

当对该拓扑采用消谐波 PWM 调制方法时，可以对表 7.2-5 中的两种开关状态组合，得到如图 7.2-18 所示的载波排列。通过组合两种开关状态，可以使 $Sa1$ 在一个开关周期中导通，另一个开关周期中关断，也即钳位电容在不同的开关状态下与不同的电容并联连接，保证电容电压的平衡。

该拓扑中的主开关器件关断时，都通过有源钳位开关和无源钳位二极管共同钳位到相应的直流母线电容，所以称其为混合钳位型多电平变流器。同时，在该拓扑中，不仅主开关被钳位到 $1U_{dc}$ ，而且钳位开关和钳位二极管也被钳位到 $1U_{dc}$ 。

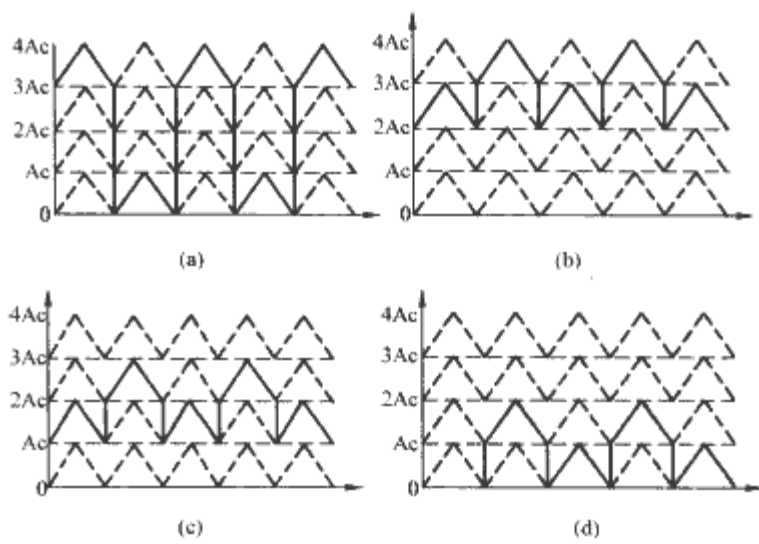


图 7.2-18 组合两种开关状态时的载波

(a) $Sa1$ 的载波；(b) $Sa2$ 的载波；(c) $Sa3$ 的载波；(d) $Sa4$ 的载波

2.2.2 几种钳位器件功能的比较

到目前为止，有源开关器件、二极管和电容都可以在多电平电路中用于钳位。这些钳位器件的主要功能总结如下：

- 1) 二极管具有单向导电特性，所以它们可以用来实现单向钳位。
- 2) 有源开关是可控器件，因此，它们比二极管的钳位更灵活。带有反并二极管的钳位开关自身能够提供双向电流通路，并且能实现主开关和电容的钳位。
- 3) 电容是存储电能的无源元件，因此，它们能够参与电压合成并且承担主开关管关断时的电压。而且它们能够通过充放电或者钳位，保持直流母线电容的电压平衡。

这三种器件虽然都可以用于钳位，但是它们在电路中不同的位置，会改变它们在电路中的作用。考虑到不同钳位器件之间的功能代替，以及基于混合钳位的概念，可以得到一系列新的拓扑。

2.3 多电平逆变器组合结构

多电平逆变器通过组合多个直流电压来合成多阶梯波输出，因此具有好的谐波频谱和较小的器件电压应力，特别适合于高压大功率的应用场合。电平数越多，合成的阶梯波形越接近期望的正弦波，谐波含量也越低，每个器件承受的电压应力也越小。但是，随着电平数的增多，二极管钳位型多电平拓扑需要大量的钳位二极管，飞跨电容型多电平拓扑需要大量的钳位电容，这在可靠性、费用及电路布局等方面都限制了它们在实际中的应用。

近几年来，随着电力电子器件容量的增大，为了获得较好的输出频谱特性，多电平逆变器通过利用较少的器件来产生较高质量的波形成为一个新的发展方向。

2.3.1 几种典型的多电平逆变器组合结构

为了用较少的钳位二极管实现较高的电平输出，可由两电平桥臂代替传统的三电平变流器的钳位中性点或正负母线，得到如图 7.2-19 和图 7.2-20 所示的拓扑。其中图 7.2-19 的电路是由一个两电平桥臂代替传统的三电平变流器的钳位中点来得到。在这个新拓扑中，由于增加了一个可控桥臂，中性点电位可以浮动，所以每个桥臂只需 6 个功率开关管和 2 个钳位二极管，就可实现五电平电压输出。图 7.2-20 所示的电路是由两个两电平桥臂分别代替传统的三电平变流器的正负母线而得到。由于增加了两个可控桥臂，正母线和负母线的电位都可以浮动，所以每个桥臂也只需要 2 个钳位二极管。这两个拓扑和传统的二极管钳位型五电平变流器相比，每个桥臂少用 10 个钳位二极管，大大地节约了成本，

提高了系统的可靠性,是一种较为新颖的思路。但是这两种拓扑中的某些开关管会承受两倍的电平电压,因此,它们只是增加了输出电压的电平数,从而改善了输出电压波形,却并不能提高系统的电压等级。当钳位中性点及正负母线均用两电平桥臂来代替时,可得到另一种组合型拓扑,如图 7.2-21 所示。它可以得到七电平的输出,比图 7.2-19 和图 7.2-20 所示的拓扑能得到更多的电平数,因此比传统的二极管钳位型在输出相同电平数的情况下需要更少的钳位二极管。该类二极管钳位组合型拓扑的优点是利用较少的钳位二极管,可以得到较多的电平数,但是它的缺点是其中某些器件会承受大于单个直流母线电容的电压。

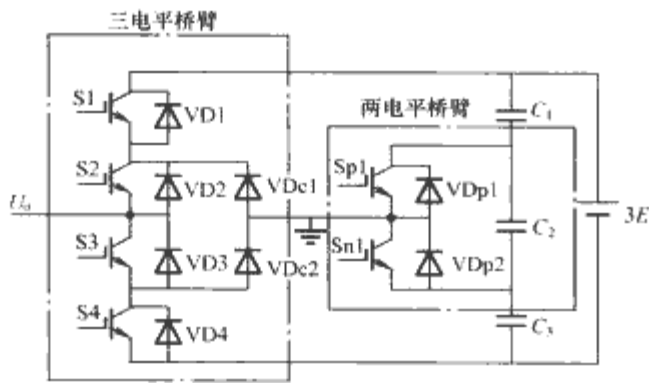


图 7.2-19 用两电平桥臂代替钳位中性点得到的二极管钳位组合型拓扑

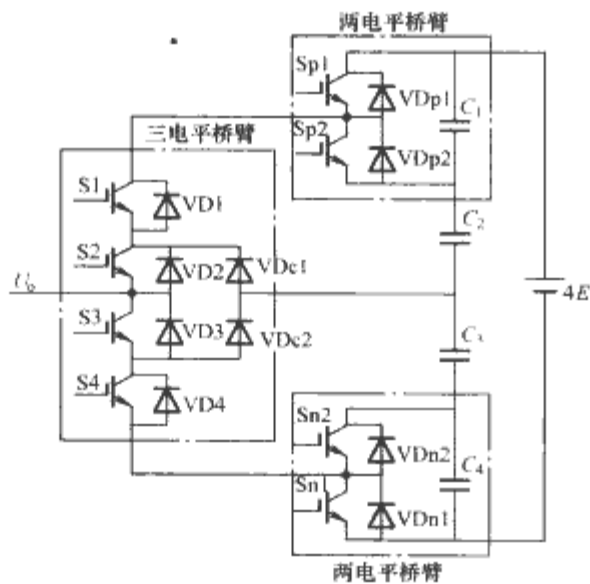


图 7.2-20 用两电平桥臂代替正负母线得到的二极管钳位组合型拓扑

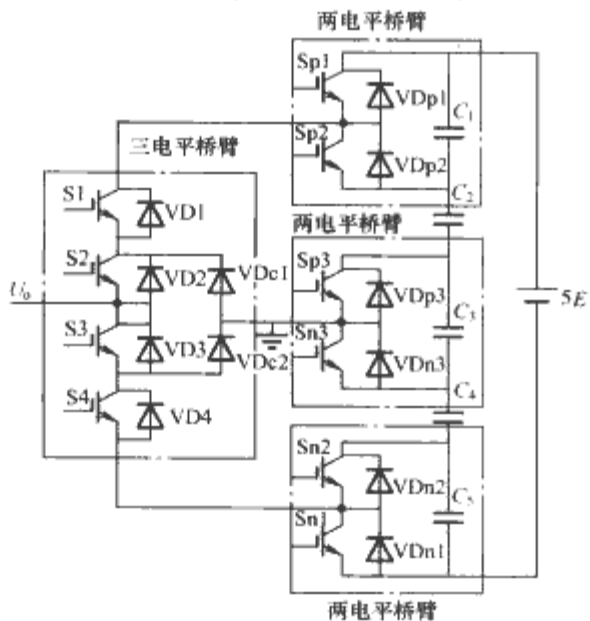


图 7.2-21 用两电平桥臂代替正负母线及钳位中性点得到的二极管钳位组合型拓扑

图 7.2-22 所示为飞跨电容组合型多电平拓扑。在合适的控制方式下,该拓扑可以输出五个电平。该类拓扑具有同二极管钳位组合型拓扑相同的特点,中间某些电平的输出不需要飞跨电容的钳位作用,而直接通过功率开关管实现,所以它在得到相同电平数的情况下比传统的飞跨电容型拓扑可以节省大量的飞跨电容。但是,飞跨电容组合型拓扑与二极管钳位组合型拓扑具有相同的缺点,即某些器件会承受大于单个直流母线电容的电压。

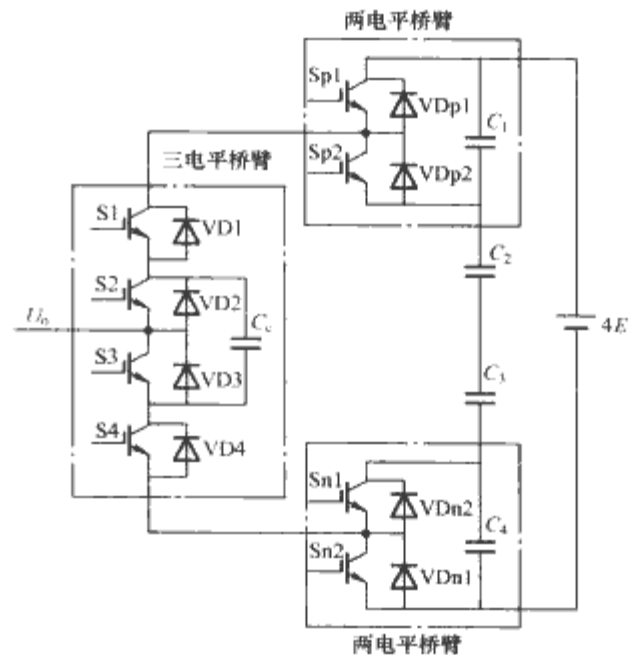


图 7.2-22 用两电平桥臂代替正负母线得到的飞跨电容组合型拓扑

在上述拓扑中,一般称三电平变流器桥臂为主桥臂,两电平变流器桥臂为钳位桥臂。另外,对于上述二极管钳位和飞跨电容组合型多电平拓扑,均可以用任意电平的桥臂来代替两电平桥臂,并且,两电平桥臂的正负母线还可以由桥臂来代替,这样逐级代替和组合,可以得到更多的组合型拓扑。但是在这种情况下钳位桥臂的中性点电位平衡将成为一个新问题,并且会有更多器件承受更高的电压应力。所以作为工程应用,并不是以所用的器件最少为目标,而是要综合考虑各个方面的因素。

2.3.2 飞跨电容型多电平逆变器的新型组合策略

一般认为,在飞跨电容型拓扑中,相邻两个飞跨电容的电压差即为输出电压波形一个电平的大小,所以传统的飞跨电容电压都是按照一倍的电平电压递增。按照这种电压组合的拓扑,对于中间电平的生成存在冗余的开关状态,也即对于一个输出电平会有两个或多个开关状态来实现。这种电压合成的灵活性为电容电压的平衡提供了可能。但是,这种情况导致大量的开关状态只是输出较少的电平数。实际上,由于输出电平可以通过组合不同电容上的电压来得到,所以相邻两个电容的电压差不一定等于一个电平的大小。

为了利用所有的开关状态,Keith A. Corzine 等人提出了一种全二进制组合策略的浮动电压源多电平逆变器。它通过改变飞跨电容的电压比,使每一个开关状态对应一个输出电平,所以可以用较少

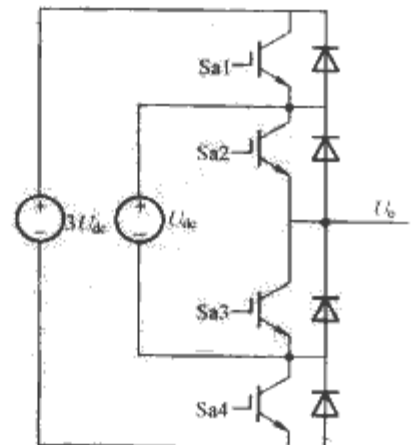


图 7.2-23 电压比为 1:3 的全二进制组合策略

的开关器件实现较多的电平数输出。它的缺点是, 由于一个开关状态对应一个电平, 电容电压的平衡问题较难实现, 拓扑中的飞跨电容需要用独立电压源来代替。图 7.2-23 和图 7.2-24 所示为这种组合策略的两个例子, 其中图 7.2-23 中的两个电压源按照 1:3 的比例设定, 而图 7.2-24 中的两个电压按照 2:3 的比例设定。这两个拓扑均能输出四个电平, 它们的输出电压与开关状态的关系见表 7.2-6。

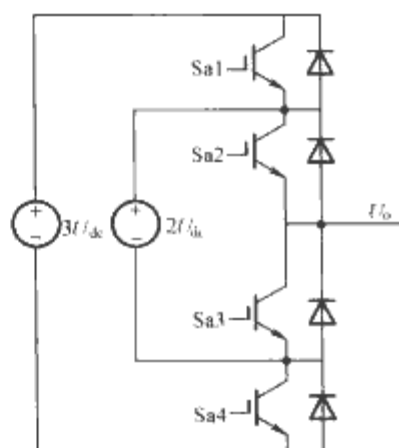


图 7.2-24 电压比为 2:3 的全二进制组合策略

表 7.2-6 电容电压按照全二进制组合的开关状态

开关状态 输出电压	$U_1:U_2=1:3$		$U_1:U_2=2:3$	
	Sa1	Sa2	Sa1	Sa2
$3E$	1	1	1	1
$2E$	1	0	0	1
E	0	1	1	0
0	0	0	0	0

注 表中“1”表示开关器件导通状态, “0”表示开关器件关断状态。

对于多个电平的情况, 文献还给出了两种电压比设置方法

$$u_i = \left(\frac{2^i - 1}{2^{n_c} - 1} \right) U \quad (1 \leq i \leq n_c) \quad (7.2-1)$$

$$u_i = \left(1 - \frac{2^{n_c-i} - 1}{2^{n_c} - 1} \right) U \quad (1 \leq i \leq n_c) \quad (7.2-2)$$

其中, 如果把两个互补工作的开关看成一个单元, 那么 n_c 为拓扑中单元的数量, u_i 为第 i 个单元的电压, U 为直流母线电压。当然, 还存在其他的一些电压比设置方法, 可以实现全二进制组合的输出电平数。但是, 不管采用哪种电压比设置, 比例中的最大值总是为 $2^{n_c} - 1$ (开关状态的个数), 也即如果把最小的电压看作一个单位电压, 那么最高电压总是为 $2^{n_c} - 1$ 。

这种全二进制组合策略下的输出电平数比传统拓扑的输出电平数大大增加, 这是显而易见的。但是由于需要独立直流电压源, 它们一般用在使用电池电源系统中。虽然三相电路可实现电压平衡, 但是它需要通过复杂的控制来实现, 并且调制比会受到一定的限制。

人们通过研究发现, 对于飞跨电容型拓扑, 在传统组合策略与上述的全二进制组合策略之间, 还存在大量的电容电压比的组合方式。而在这些组合方式下, 输出的电平数也介于上述二者之间。它们能输出的最大电平数取决于电压比设置中的最大电压。在这种新的组合策略下, 中间输出电平仍然可以有两个或多个开关状态, 因此, 它可以折衷考虑开关状态的利用和飞跨电容的电压平衡。这样, 在利用相同开关器件数目的情况下, 该组合方式比传统方式可以输出较多电平数, 并且也可能利用冗余的开关状态来实现某些飞跨电容的电压平衡。

对于不同单元电压比的设置, 存在多种组合方法, 只要最大电压值小于 $2^{n_c} - 1$, 电压比可以按照递增的顺序任意安排。假设电压比设置中的最大电压值为 n_m , 则其他单元的电压比设置可按照式 7.2-3 来安排

$$u_i = \frac{j}{n_m} U \quad (1 \leq i \leq n_c; 1 \leq j \leq n_m)$$

$$(u_i < u_{i+1}; u_{n_c} = U) \quad (7.2-3)$$

这种组合策略的规律总结如下:

(1) 在新型组合策略下, 存在多种电压比设置方法。能输出的电平数取决于电压比中的最大值。输出的电平数越多, 电压比的设置方法也越多。

(2) 在某些电压比设置情况下, 能实现某些飞跨电容的充放电平衡, 这些情况要满足的条件是: 该飞跨电容与相邻两个飞跨电容的电压差均为 1 个电平的电压, 即

$$u_i - u_{i-1} = u_{i+1} - u_i = U \quad (1 < i \leq n_c; U \text{ 为一个电平电压}) \quad (7.2-4)$$

$$u_{i+1} - u_i = U \quad (i=1; U \text{ 为一个电平电压}) \quad (7.2-5)$$

(3) 对于相同拓扑结构, 当输出不同电平时, 电平数越少, 能实现电压平衡的飞跨电容数越多, 电平数越多, 能实现电压平衡的飞跨电容数就越少。这也就是输出电平数与电压平衡之间的折衷。

(4) 主开关的电压应力等于相邻两个飞跨电容的电压差, 当两个飞跨电容的电压比越大, 主开关承受的电压应力也越大。

2.4 多电平逆变器混合型级联结构

相对于二极管钳位型和飞跨电容型多电平逆变器来说, 级联型拓扑具有需要最少数量的器件、不需要大量的钳位二极管和飞跨电容、易于模块化和易于采用软开关技术等优点, 被认为是较适合于电网接口的变流器。为了用较少的直流电源来输出较多的电平数和提高波形质量, 越来越多的学者提出了改进的级联型拓扑。现有文献把在不同全桥单元中使用不同功率器件的级联型拓扑称为混合型拓扑。利用基本单元的概念和基于基本单元概念形成多电平变流器拓扑的思想, 可以把这些拓扑的研究统一在基本构成单元的范畴之内, 同时也能得到几种新型混合级联型拓扑结构。

通过基本单元并一串的组合方式, 可以容易地得到级联型拓扑结构。其中的基本单元可以是两电平桥臂, 也可以是三电平或多电平的二极管钳位或飞跨电容桥臂; 不同桥臂的功率开关器件可以相同, 也可以是不同类型、不同容量、不同开关频率; 不同级联单元的直流电压比可以相同, 也可以不同。这样, 不同的组合可以得到不同的级联型拓扑和混合型拓扑。由此, 可以把级联型拓扑和混合型拓扑的构成方式统一在基本构成单元的范畴之内。为了更明确表示拓扑的构成方式, 把由不同开关构成的拓扑称为混合开关组合拓扑, 把由不同桥臂构成的拓扑称为混合桥臂级联拓扑。

2.4.1 基于二极管钳位/飞跨电容型全桥单元的混合桥臂级联拓扑

为了增加输出电压的电平数和提高波形质量, 越来越多的文献对改进的级联型拓扑进行了研究。通过对不同单元采用不同的直流电压, 可以用较少的级联单元得到较多的输出电平。典型的电压组合是按照二进制的方法, 即各个单元的直流电压比为 $1:2:2^2:\dots:2^{n-1}$, 这样可以在输出端得到 2^{n+1} 个阶梯波。同时, 折衷考虑功率器件的开关频率和电压应力, 可以对不同直流电压单元采用不同的功率器件, 进一步提高系统的性价比。这种拓扑被称为混合型多电平逆变器拓扑。图 7.2-25 所示是混合型七电平三相逆变器的主电路结构。在该混合拓扑中, 每相桥臂由 2 个单相全桥构成, 其中直流母线电压为 U_{dc} 的全桥采用耐压较低、开关频率较高的 IGBT 器件, 而直流母线电压为 $2U_{dc}$ 的全桥采用耐压较高、开关频率较低的 IGCT 器件。

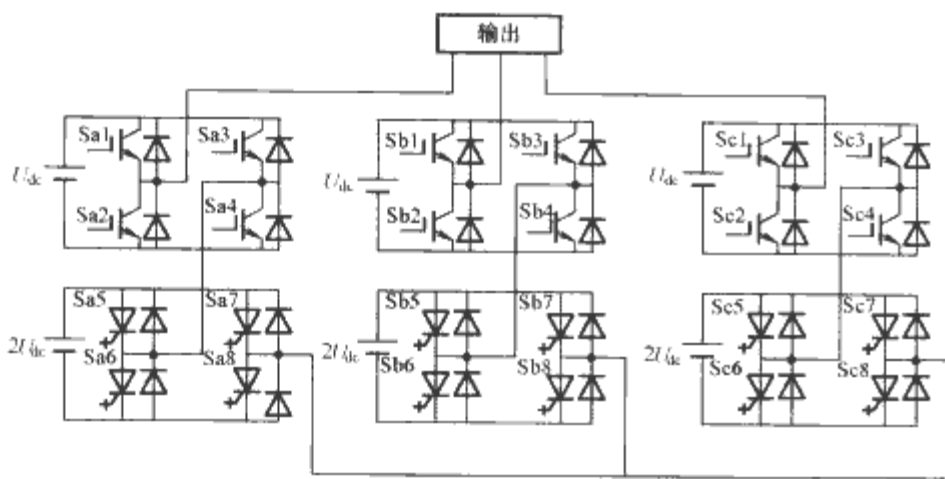


图 7.2-25 混合型七电平三相逆变器主电路

由两电平 H-桥单元和二极钳位或者飞跨电容型三电平 H-桥单元级联，可构成 2-H/3-H 混合桥臂级联拓扑的结构，如图 7.2-26 和图 7.2-27 所示。在该类拓扑结构中，两个单元的直流电压可以有不同的电压比组合，当按照最大扩展原则来确定时，可获得最大电平数的输出。最大扩展原则如下所述：对于由 m 个单元级联构成的多电平变流器，若每个单元能输出的最大电平数为 n_i ($i=1, 2, \dots, m$)，那么当各个单元的直流电压按式 (7.2-6) 设置时，可得到最大电平数的输出 n ，如式 (7.2-7)

$$\frac{U_{dc_i}}{U_{dc(i-1)}} = \frac{n_i - 1}{n_i(n_{i-1} - 1)} \quad i = 2, 3, 4, \dots, m-1 \quad (7.2-6)$$

$$n = \prod_{i=1}^m n_i \quad (7.2-7)$$

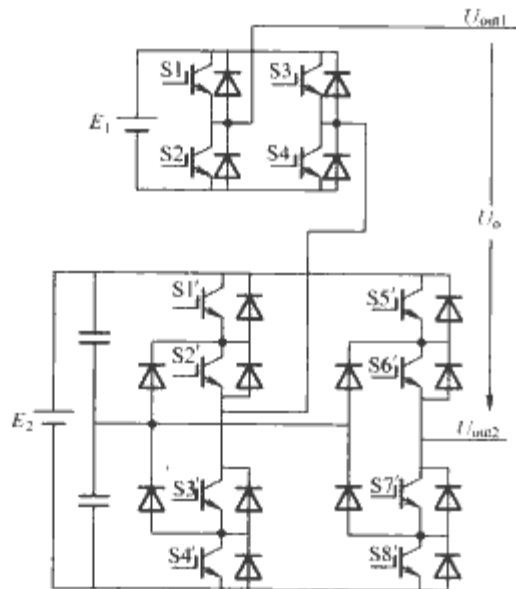


图 7.2-26 2-H/3-H 二极管钳位级联型多电平逆变器的单臂电路

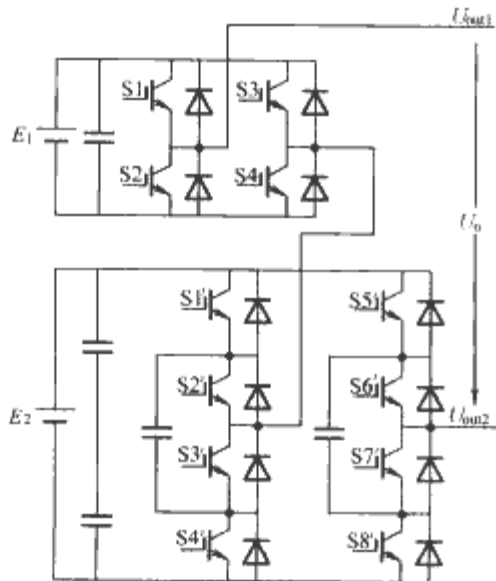


图 7.2-27 2-H/3-H 飞跨电容级联型多电平逆变器的单臂电路

在图 7.2-26 和图 7.2-27 所示的拓扑中，3-H 单元能输出 5 个电平，即 $n_1=5$ ，2-H 单元能输出 3 个电平，即 $n_2=3$ ，当两单元的直流电压比 $\frac{U_{dc2}}{U_{dc1}} = \frac{1}{6}$ 时，可得到 $n=5 \times 3=15$ 电平的最大电平数输出。若 2-H 单元和 3-H 单元的直流电压分别为 E 和 $6E$ ，则 2-H 单元输出 E 、 0 、 $-E$ 三个电平，3-H 单元输出 $6E$ 、 $3E$ 、 0 、 $-3E$ 、 $-6E$ 五个电平，两单元的输出迭加，可得到 15 电平的输出。

拓扑结构相同的混合桥臂级联拓扑，当直流电压比不同时，输出电压的电平数不同，并且相邻电平的变化方式不同（连续或跳变）。两个单元的电压比越大，输出的电平数越多。但是当 3-H 单元电压较高时，该单元中的器件会承受较大的电压应力。所以，在实际应用中，应该考虑高压单元器件的电压应力和输出谐波的折衷。

在二极管钳位级联型拓扑和混合拓扑的基础上容易得到混合二极管钳位级联型多电平拓扑，如图 7.2-28 所示，混合飞跨电容级联型多电平拓扑，如图 7.2-29 所示。

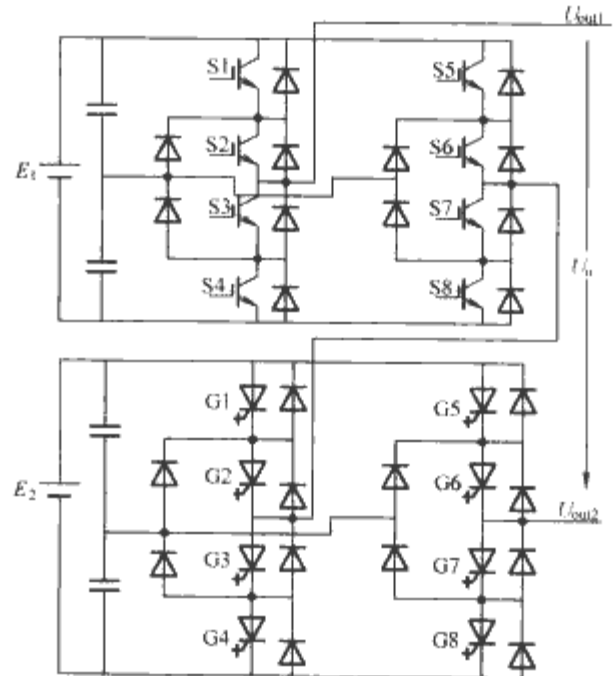


图 7.2-28 混合二极管钳位级联型多电平拓扑

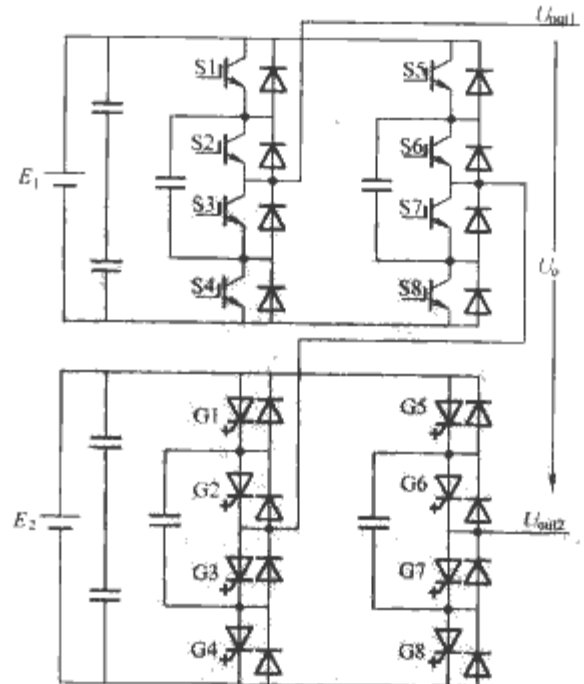


图 7.2-29 混合飞跨电容级联型多电平拓扑

2.4.2 基于单相—三相组合的级联型多电平逆变器拓扑

通过组合传统级联型拓扑与两电平三相拓扑可得到一种改进的三相级联型拓扑，如图 7.2-30 所示。其中的两电平

三相桥作为主变流器，其他的级联拓扑作为辅助变流器，辅助变流器的直流电压要比主变流器的直流电压低。所以，输出电压的大小主要是由主变流器来决定，而输出电平数的多少是由级联拓扑来决定的。为了在使用较少直流电压源的情况下，输出电平数较多的高电压波形，可以用多电平三相电路来代替图 7.2-30 中的两电平三相桥主变流器。多电平电路可以是任意电平的二极管钳位型或飞跨电容型，图 7.2-31 所示为一个以飞跨电容型三电平电路作为主变流器的例子。由于输出电压的大小由主变流器来决定，该类拓扑不能用于电压很高的应用场合。

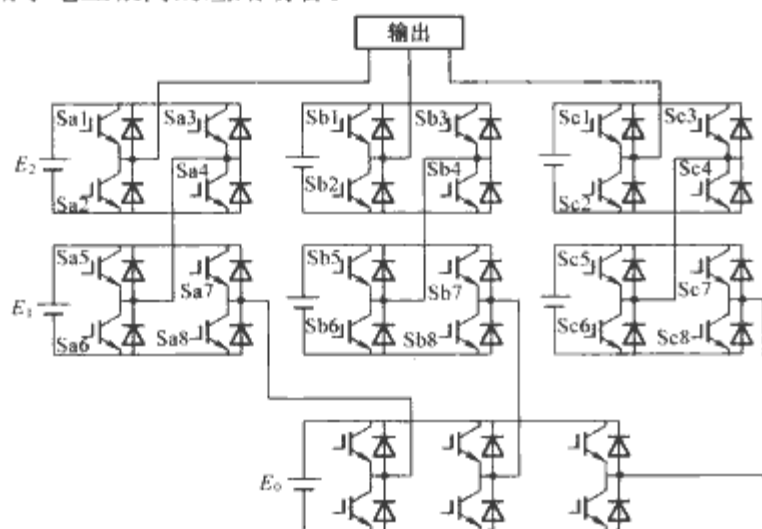


图 7.2-30 一种改进的三相级联型拓扑

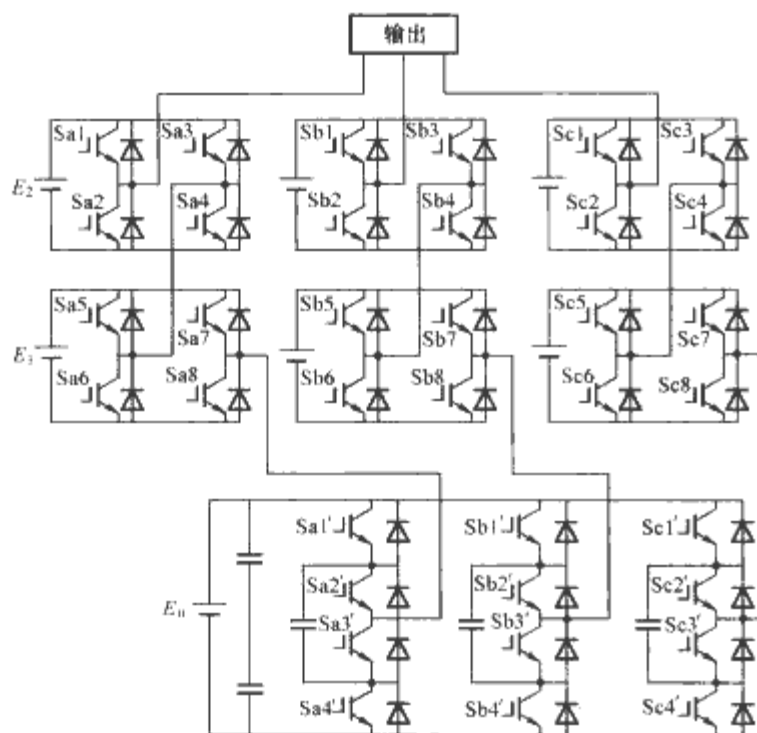


图 7.2-31 用飞跨电容型三电平电路作为主变流器的三相级联型拓扑

2.4.3 基于负载端级联的多电平逆变器拓扑

传统的级联型拓扑通过级联多个单相全桥单元构成，这样当构成三相系统时，需要大量的独立直流电压源。图 7.2-32 所示是基于负载端级联的多电平逆变器拓扑。该级联型拓扑能用较少的器件和直流电源，输出较多的电平数。并且，两个三相级联单元可以是二极管钳位或飞跨电容型的任意电平，两个直流电压也可以不同。该拓扑可以用较少的直流电源和器件，输出较多的电平数，大大节省了成本。但是，该类拓扑需要独立的三相负载中性点，所以它不能用于某些电动机负载。基于混合级联多电平拓扑的思想，可以对两个多电平级联单元采用不同的开关器件。高压单元采用开关频率低的大容量器件，如 GTO 等，而低压单元采用开关频率较高、容量较小的 IGBT 等器件。

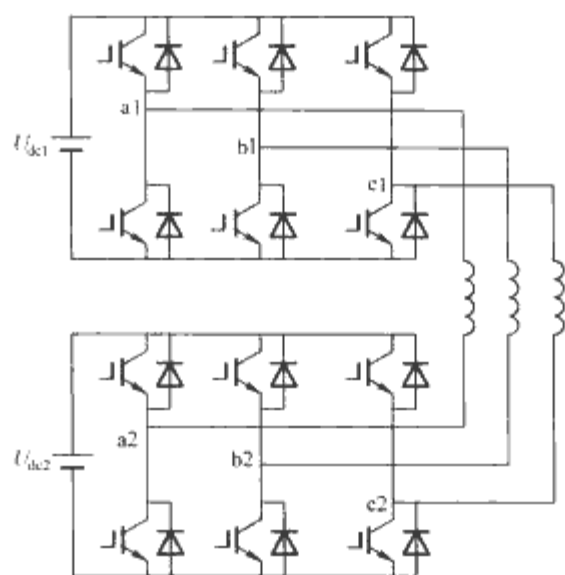


图 7.2-32 基于三相级联的多电平逆变器

3 多电平逆变器软开关技术

多电平逆变器主要应用在高压大功率场合，其开关器件所承受的电压应力和电流应力都比较大。因此，随着开关频率的上升，多电平变流器由于硬开关造成的开关损耗也相当可观，使电路的效率大大降低，处理功率的能力大幅度下降；同时，多电平变流器由于工作在硬开关状态下造成的过高的 dv/dt 和 di/dt 将会产生更为严重的电磁干扰。为了解决多电平变流器高频化和由硬开关所引起的诸多问题，人们提出了许多的方案。

3.1 无源低损软开关技术

多电平逆变器无源低损软开关技术的研究成果主要是将一些经典的两电平低损吸收电路拓展到多电平电路中去。

3.1.1 能钳制过电压的三电平 RCD/RLD 缓冲电路

图 7.2-33 所示为一种能钳制过电压的三电平 RCD/RLD 缓冲电路。该电路在基本 RCD/RLD 吸收电路的基础上，增加了由过电压储存电容 C_{ov1} 和 C_{ov2} 和二极管 $VDOV1$ 和 $VDOV2$ 组成的过电压钳制电路，克服了传统的三电平 RCD/RLD 缓冲电路内部开关器件断态电压比外部开关器件高这一不足之处。

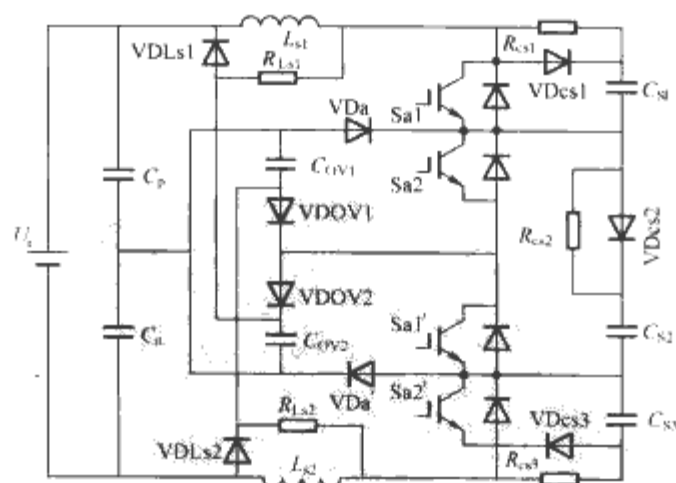


图 7.2-33 能钳制过电压的三电平 RCD/RLD 缓冲电路

该电路的优点：有效钳制了开关管上出现的过电压。

该电路的缺点：

- 1) 元件的数量较多，电路比较复杂。
- 2) 只能减小内外元件的过电压，但不能完全消除内外元件的过电压。
- 3) 因为大量的吸收能量被完全耗散在电阻上，系统的功率损失很大，使系统的效率大为下降。

3.1.2 钳制过电压、部分能量回馈的三电平 McMurray 缓冲电路

图 7.2-34 所示为一种既能钳制过电压又能使部分能量回馈的缓冲电路。该电路是两电平的 McMurray 电路在三电平电路中的扩展。这个电路有较多电感,较复杂。但是此电路可以钳制内外元件的过电压,而且使吸收能量回馈。电容 C_{OV1} 和 C_{OV2} 主要用于钳制过电压,它只在吸收杂散电感能量时起作用,它的值远远大于 C_{S1} 和 C_{S2} 。

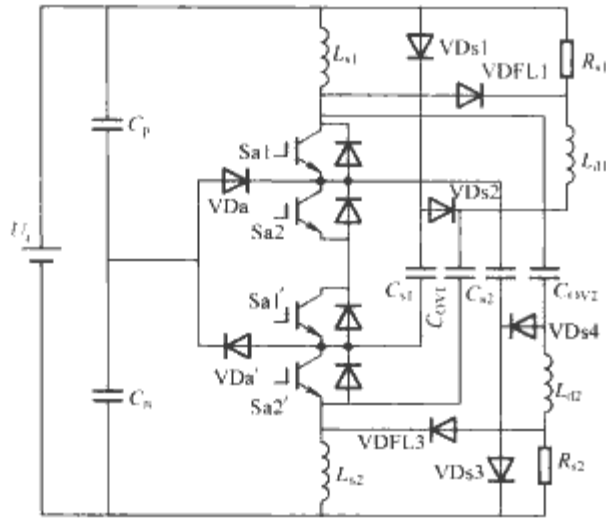


图 7.2-34 钳制过电压、部分能量回馈的三电平 McMurray 缓冲电路

3.1.3 钳制过电压、部分能量回馈的三电平 Undeland 缓冲电路

图 7.2-35 所示为一种既能钳制过电压又能使部分能量回馈的 Undeland 缓冲电路。该电路是两电平的 Undeland 电路在三电平电路的扩展,采用 Undeland 电路作为基本缓冲单元。电路中含有两个基本的 Undeland 电路单元, C_s 和 C'_s 是关断吸收电容,限制了电压的变化率 dv/dt ; L_s 和 L'_s 是开通吸收电感,限制了电流的变化率 di/dt ; C_{OV} 和 C'_{OV} 是过电压钳制电容和能量储存电容,数值远大于 C_s 和 C'_s ; 电阻 R_s 和 R'_s 是复位电阻,目的是使电容和电感中的能量复位。

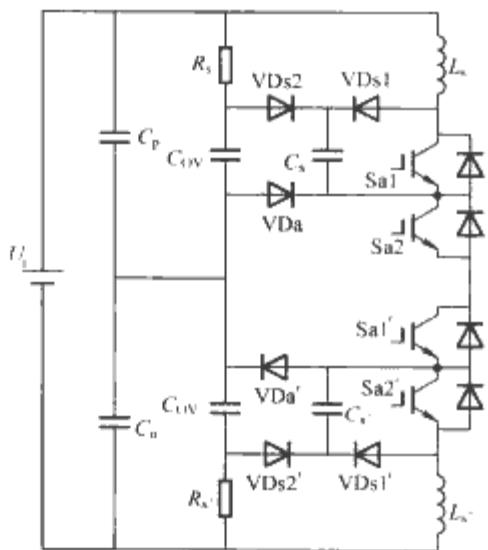


图 7.2-35 钳制过电压、部分能量回馈的三电平 Undeland 缓冲电路

该电路的优点是:

- 1) 缓冲电路所用的元件数量比较少,减少了电路的复杂性。
- 2) 使部分吸收能量回馈,减少了损耗,提高了电路的效率。
- 3) 能钳位主开关器件上的过电压,没有内外主开关器件上阻断电压不平衡的问题。

该电路的缺点是:吸收能量不能全部回馈,仍造成一部分功率损耗。

3.2 无源无损软开关技术

多电平逆变器无源无损软开关电路的设计可以从两个思路来考虑。第一种思路是,先设计多电平无源低损吸收电路,在这样的吸收电路中,电阻越少越好,然后将电阻元件用其他无源元件代替(通常是电容),再构造适当的能量回馈电路,将该无源元件中的能量馈送至电源或负载,实现电路的无源无损运行。图 7.2-36 所示电路为利用该思路实现的多电平无源无损软开关。图中利用一个直流斩波电路和变压器构成的有源网络实现吸收能量的回馈,此时该电路已不是完全意义上的无源无损吸收电路,因此,称之为准无源无损吸收电路。

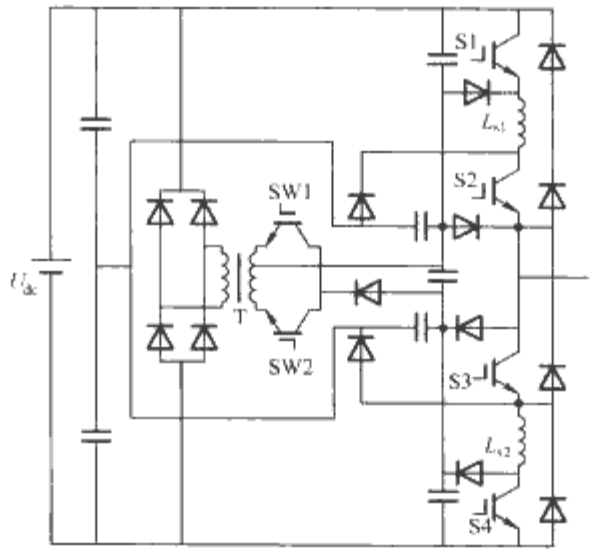


图 7.2-36 (准)无源无损的一种实现方式

第二种思路是,首先构造多电平逆变器无源无损吸收电路的基本单元,然后将这些基本单元应用到多电平逆变器当中。

按照无源无损吸收电路的性质和设计原则,并结合桥式变换电路的特点,进行桥式变换电路无源无损吸收单元的设计。首先确定开通吸收电感的位置,在图 7.2-37 所示的一个桥臂中,标出了开通吸收电感所有可能的位置。在这些位置中,有的只用一个电感就可实现同一桥臂中两个有源(无源)开关管的零电流开通(关断),如 1, 2, 3, 4, 而其余位置则须与相应位置的电感配对,如 5 和 6 等。从减少吸收元件数量的角度,单电感显然是最佳选择。从拓扑位置 and 性能上看,位置 3, 4 对应的单臂最简完全吸收拓扑非常类似于位置 1 和 2; 在功率模块普遍采用的趋势下, 3, 4 位置是不合时宜的; 对于多桥臂电路而言, 1, 2 位置可以实现多臂共用单电感; 而位置 1, 2 是对称的, 进一步考虑驱动、检测共地等因素, 1 成为逆变桥吸收电路中吸收电感的最佳位置。因此, 重点考察吸收电感位于位置 1 的桥臂基本吸收拓扑是合理而有效的。

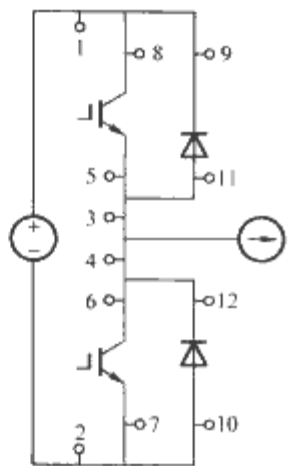


图 7.2-37 桥臂开通吸收电感位置

在确定 1 的位置为吸收电感最佳位置后,就可以在较小的拓扑空间范围内,进一步确定吸收能量转移电压源 E , 关断吸收电路的位置及其相应的能量回馈支路形式及连接方式。首先确定电压源 E 和关断吸收电路的位置,利用电压

源的容性性质,从电压源——吸收电感——上管——下管这一回路中抽取A点(如图7.2-38所示),接入电压源E所在支路,使得电感存储吸收能量得以转移。按吸收电路性质,将上述E支路所用二极管拆分为二,从中适宜的节点引电容至节点B,并遵守E的一端必须直接与功率开关管连接,且极性正确的原则,即可得到吸收电感位于位置1时,所有桥臂无损耗吸收电路的最简基本拓扑形式,如图7.2-38所示。

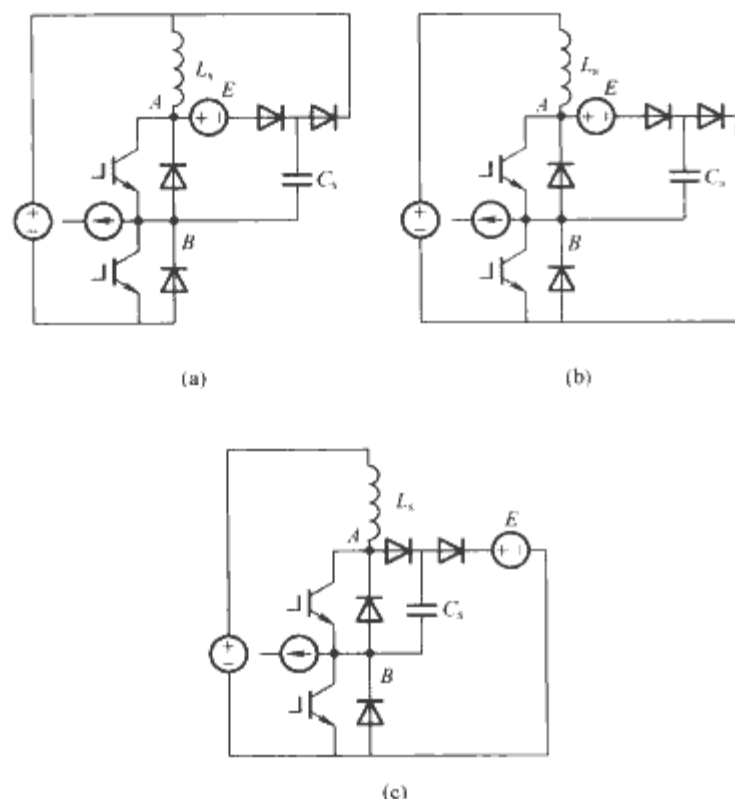


图 7.2-38 桥臂开通—关断吸收电路单元的基本拓扑形式

(a) 基本拓扑1; (b) 基本拓扑2; (c) 基本拓扑3

可以看到,桥臂无源吸收电路可只使用一个吸收电感和一个吸收电容以及两个二极管实现,对于多臂还可共用吸收电感,这样吸收电路的基本结构已经简化到最简的程度。这样研究的重点和难点最终落实到电压源E的构造和其存储能量的回馈上。电压源E的构造,实践中用一个电容近似已经相当精确和方便。而能量回馈支路的构造的目的是实现电压源E的能量均衡问题。在桥式电路中,电压源E中的能量必然转移到电流源性质的元件中,且电流方向必须顺应E的电动势方向以释放其能量,所以实践中回馈支路仍然以二极管和电感串联构成,这一点与单端电路中的情形是完全相同的。所不同的是,为了满足电感器稳态工作条件下,正反向电压—时间积分相等的要求,必须根据桥臂电路特殊的电路拓扑结构,选择符合这一要求的回馈支路的引出位置。由于图7.2-38(b)和图7.2-38(c)中无法找到符合条件的回馈支路引出点,所以最终由图7.2-38(a)得到完全的桥臂无源无损吸收电路单元,如图7.2-39所示。

二极管钳位型三电平逆变器,每个桥臂用四个有源开关管及其反并二极管串联,并用两个钳位二极管进行中点钳

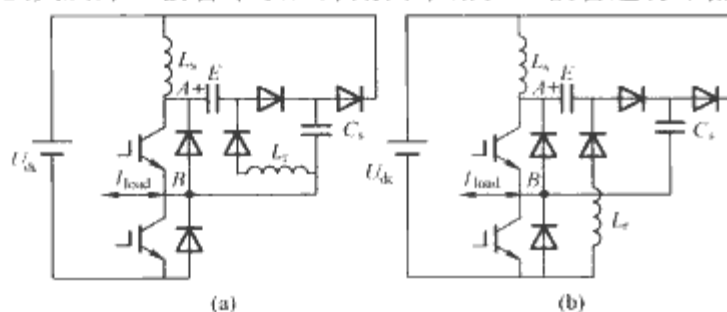


图 7.2-39 完全的桥臂无源无损吸收电路单元

(a) 电路单元1; (b) 电路单元2

位,实现三电平运行。首先,由于有源开关和无源开关(二极管)的反并使用,所以它必然具有桥式变流器的特点,应按桥式电路的要求设计无源无损吸收电路;其次,从其PWM控制和换流的角度看,在一个三电平桥臂中,有两对互补工作的开关对,但由于钳位二极管的加入,换流过程发生了变化。例如在感性负载条件下,在图7.2-40中的三电平桥臂有四种换流情况,并非如通常情况下的S1与VD3;S2与VD4;S3与VD1;S4与VD2之间的换流,而是变为S1与VDc1;S2与VD4;S3与VD1;S4与VDc2之间的换流。根据以上两点,可以得到三电平桥臂无源无损吸收电路的设计原则:①应该按桥式电路的要求设计吸收单元,即无法采用最小电压应力吸收单元;②由于存在两对开关对,需要两组吸收单元,根据开通吸收电感放置原则,至少需要两个电感,其位置应置于桥臂两端分别和正负直流母线相连,关断吸收电路,可按两电平桥臂类似处理;③根据换流对象的变化,能量回馈支路的引出点,应作相应调整 and 选择,采用图7.2-38中(b)所示的回馈支路引出点,最终得到图7.2-41所示的二极管钳位型三电平无源无损吸收电路拓扑。

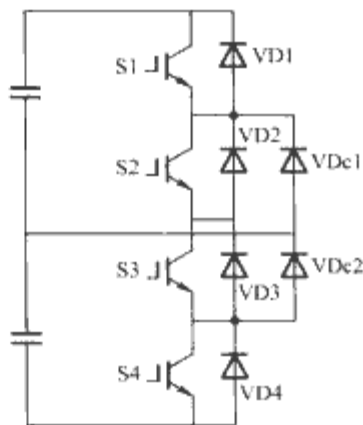


图 7.2-40 二极管钳位三电平桥臂拓扑

根据以上两点,可以得到三电平桥臂无源无损吸收电路的设计原则:①应该按桥式电路的要求设计吸收单元,即无法采用最小电压应力吸收单元;②由于存在两对开关对,需要两组吸收单元,根据开通吸收电感放置原则,至少需要两个电感,其位置应置于桥臂两端分别和正负直流母线相连,关断吸收电路,可按两电平桥臂类似处理;③根据换流对象的变化,能量回馈支路的引出点,应作相应调整 and 选择,采用图7.2-38中(b)所示的回馈支路引出点,最终得到图7.2-41所示的二极管钳位型三电平无源无损吸收电路拓扑。

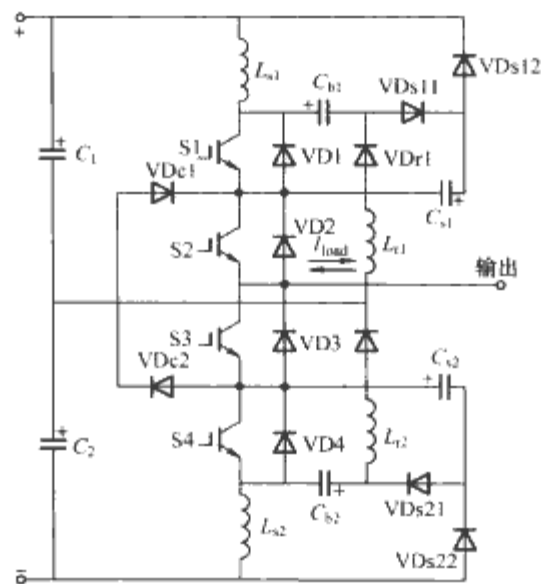


图 7.2-41 二极管钳位型三电平无源无损吸收电路拓扑

在这个电路中,由于三电平逆变器的工作特点,它只有三种开关状态组合:①S1、S2开通,S3、S4关断;②S2、S3开通,S1、S4关断;③S3、S4开通,S1、S2关断。在感性负载条件下,这三种开关状态组合形成了四种换流情况,即①到②,②到③,③到②和②到①。不同于两电平逆变器,该电路在由状态①(③)向状态②变化的过程中,并不是S1(S4)与S3(S2)的反并二极管VD3(VD2)换流,而是S1(S4)与钳位二极管VDc1(VDc2)之间换流,所以两个吸收单元能量回馈支路的引出点,只能首尾相连,其中性点连接到电容中性点,即两个钳位二极管的中性点,以适应换流对象的变化。

以上面的吸收单元为例,可以看到,吸收能量由构造电压源的电容Cs1通过S1向回馈支路电感元件Lx1传递能量的回路如图7.2-42(a)所示,它利用了吸收电感存在条件下,

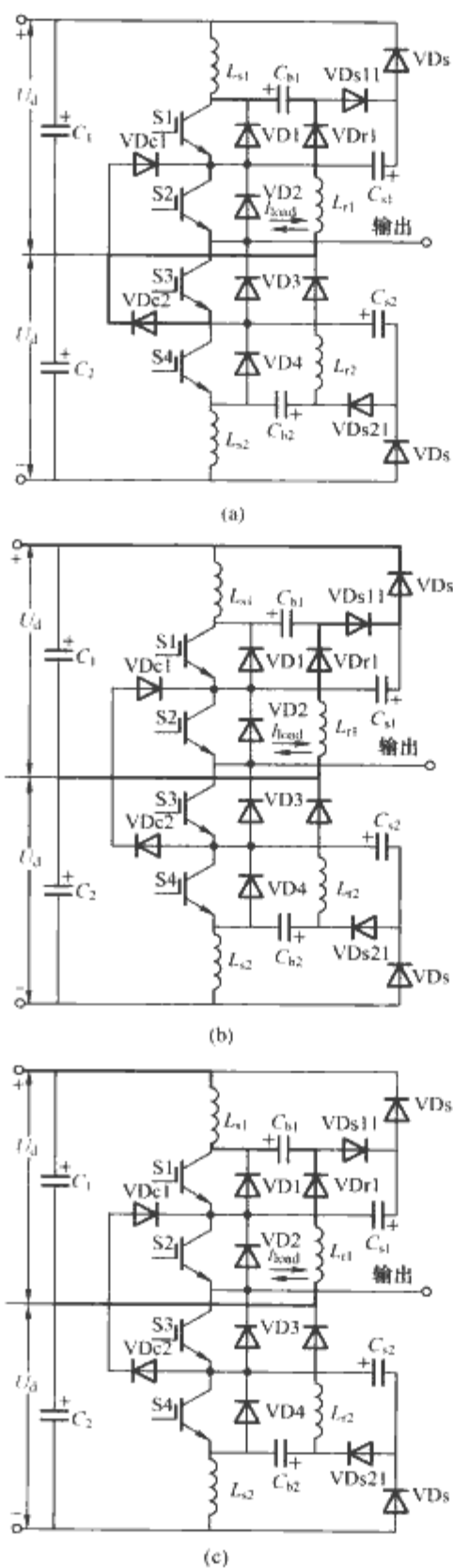


图 7.2-42 无源无损三电平逆变桥臂
拓扑及吸收能量传递途径
(a) 吸收能量传递途径一; (b) 吸收能量
传递途径二; (c) 吸收能量传递途径三

通过对电路换流过程的分析可知,无源构造的电压源 E 暂存和回馈吸收能量,其幅值对主功率开关过电压以及各换流过程都会产生很大影响。

(1) 无源电压源 E 的幅值与相关元件参数的关系。

吸收电感 $L_{s1(2)}$ 、吸收电容 $C_{s1(2)}$ 以及负载电流 I_{load} 作为吸收能量数值的决定因素可能影响构造电压源 E 的幅值。电感 $L_{s1(2)}$ 和 $L_{r1(2)}$ 同时作用于功率开关的开通吸收,对于开通过程而言它们是并联工作的,因此其电感量越接近,越能够充分利用电感元件。 E 与负载电流幅值,电感 $L_{s1(2)}$ 、 $L_{r1(2)}$ 以及 $C_{s1(2)}$ 之间的关系存在和两电平电路下相同的结论:

1) E 随着负载电流的增长而下降。这一趋势的电路物理意义明显:负载加重时主开关和对管续流二极管同时载流

上下对管开关状态切换期间较短的桥臂共通时间,这一时间随负载加重而增长,在强感性负载下更加延长。能量继而由 L_{r1} 沿图 7.2-42(b)所示路径向直流电源 U_d 转移。假定 $L_{s1} = L_{r1} = L$,每周 C_{b1} 能量移出 $\frac{1}{2} \times L \left(\frac{E}{U_d + E} \right)^2 I_{load}^2$,而每周吸收能量为 $\frac{1}{2} L I_{load}^2 + \frac{1}{2} C_{s1} (U_d + E)^2$,这里假设换流期间, C_{b1} 电压维持恒定为 E 。显然,上述的能量转移方式是完全负载依赖的: I_{load} 越大,桥臂共通时间越长, C_{b1} 能量较多地流向负载和 L_{r1} ,反之则能量释放较少;而且,这一时间对于开关周期而言是相当短的,在 C_{b1} 能量平衡中,纳入值恒大于仅通过桥臂向 L_{r1} 传递的能量。因此,在电路中还存在如图 7.2-42(c)所示的另一条能量回馈途径(从另一角度可理解为电压限制支路)。即使去除桥臂直通的能量转移机制,足够大的电容 C_{b1} 也可以将 E 钳制在不大于 U_d 的水平上。

附加电气应力,负载依赖性,占空比损失是衡量无源吸收电路的几个重要指标。

的过程,即吸收电感承受电源电压时间拉长, $C_{b1(2)}$ 通过 $L_{r1(2)}$ 向负载释放的能量增加。在确保主开关软关断的负载范围 (10%~100%) I_o 内,电容 $C_{b1(2)}$ 电压 E 的稳态值于 (86%~93%) U_d 范围内变动;当负载电流上限达到 I_o 的 +150% 时,这一变动幅度扩大为 (81%~93%) U_d 。在一般负载范围和正常吸收参数条件下, E 与 U_d 的差异不超过 20%。

2) 随着 $L_{s1(2)}$ 和 $L_{r1(2)}$ 电感量的增长,电容 $C_{b1(2)}$ 电压 E 幅值略有降低,当电感值在 L_{s0} 的 $\pm 60\%$ 范围内变动时, E 值变化范围为 +5%~ -3%,从工程角度看,可以视为恒定不变,即, E 对吸收电感参数变化不敏感。

3) 随 $C_{s1(2)}$ 增长,电容 $C_{b1(2)}$ 电压幅值 E 幅值略有增长,当 $C_{s1(2)}$ 在 C_{s0} 的 -60%~ +40% 范围内变动时, E 值变化范围为 -5%~ +2%,从工程角度看,也可以视为恒定,即, E 对吸收电容参数变化不敏感。

(2) 占空比损失。

两电平软开关电路的定性结论同样适用三电平电路:

- 1) 占空比损失时间随负载电流值增长而增加。
- 2) 占空比损失时间随吸收电感值增长而增加。
- 3) 占空比损失时间随吸收电容值增长而增加。

(3) 死区时间对开关换流过程分析的影响。

上述无损耗吸收电路方案从理论上讲可以实现全负载范围内的逆变器软开关,但是上述换流过程分析是以主功率管的开通(关断)与对管的关断(开通)同时发生,亦即死区时间为零为基本前提的。虽然这一方案因处于主功率回路中的吸收电感 L_{s1} 的存在而从拓扑上消除了零死区下可能的桥臂直通时破坏性的高 di/dt ,但在工程实用装置中,无论从不改动现有控制信号和驱动这一无源软开关方式的基本要求着眼,还是从系统可靠性考虑,死区时间的设置仍然是必要的。死区的设置相当于在正向载流功率管关断后,新增加了上下管都不载流,附加网络承担全部负载电流的额外状态。

使用多电平逆变器的目的,就是为了在高的母线电压情况下,能使用低耐压的开关管,而上述吸收电路的附加,在实现软开关的同时,削弱了这个主要优点,使得其工程实用性受到了影响,为此可对原有电路进行改造,所得电路如图 7.2-43 所示。这个改进的电路,只是在原有的吸收电路中附加两个小功率的辅助直流电压源,其思路简单而直接,因为开关管的关断过压,等于电源电压 U_d 和电容 $C_{b1(2)}$ 电压 U_c 之和,对于一定的应用场合, U_d 是固定不变的,为了减小开关管关断过电压,只能通过减小 U_c 来实现。为减小 U_c ,在

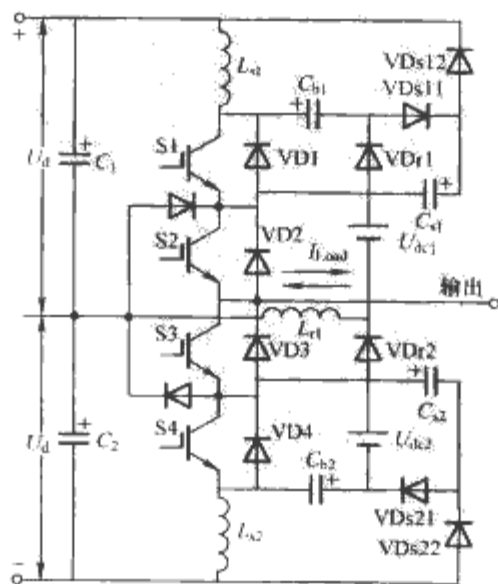


图 7.2-43 改进的三电平逆变器无源无损吸收电路拓扑

原有的吸收电路中附加两个独立的小功率电源 U_{dc1} , U_{dc2} 。

上述的三电平无源无损软开关吸收电路单元, 可以推广到三相电路以及更高电平。由于不同桥臂可以共用某些吸收元件, 因此, 为进一步简化电路提供了可能性。

3.3 有源软开关技术

有源和无源软开关技术的不同技术特点, 决定了它们分别适合不同的应用场合。两电平逆变器的有源软开关拓扑, 主要集中在直流环节谐振型逆变器和极谐振型逆变器。到目前为止, 有关多电平逆变器的有源软开关技术的研究, 也主要是把直流环节谐振型逆变器和极谐振型逆变器两种软开关拓扑拓展到多电平电路中。

3.3.1 模块化钳位型直流环节三电平软开关逆变器

模块化钳位型直流环节三电平软开关逆变器的结构如图 7.2-44 所示。 C_{r1} 和 C_{r2} 是谐振电容, L_{r1} 和 L_{r2} 是谐振电感。谐振电容、谐振电感和辅助开关组成了直流环节的软开关变换模块。 $C_{r1}=C_{r2}$ 、 $L_{r1}=L_{r2}$, 所以两个准谐振槽路在直流环节上组成了一个镜像对称的模块, 如图 7.2-44 中虚线部分所示。

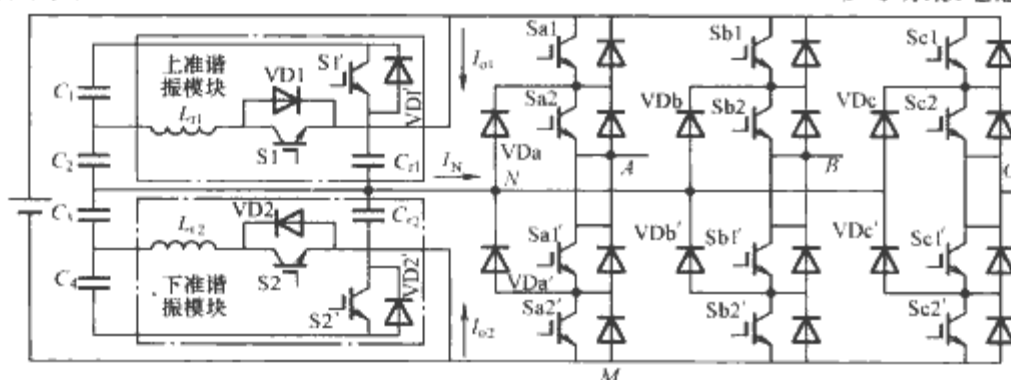


图 7.2-44 模块化钳位型直流环节三电平软开关逆变器

在开关切换期间, 钳位开关 $S'1$ 和 $S'2$ 处于关断状态, 把逆变器的母线电压从直流环节中释放出来, 以使 P 点和 M 点的电压通过谐振降到零, 为软开关的实现提供条件。此时, 三电平逆变器的主开关器件在零电压条件下可实现软开关操作。当开关完成切换后, 通过开通钳位开关 $S'1$ 和 $S'2$, 结束谐振过程, 把直流环节的电压加到母线的正极和负极之间。该电路拓扑的特点如下。

优点: ①模块化设计: 辅助变换电路中所用的元件较少; ②主开关器件所承受的电压和电流应力和硬开关逆变器所承受的电压和电流应力相等; ③逆变器的主开关器件和辅助电路的钳位开关是零电压开通, 辅助开关是零电流关断。

缺点: 由于中性点电流的影响, 逆变器的正极母线电压和负极母线电压谐振到中性点电压所需要的时间可能不相等, 需要外加控制逻辑来使两者同步, 增加了电路的复杂性, 降低了电路的可靠性。

3.3.2 多电平逆变器的辅助谐振变换极软开关拓扑

在高压大功率应用场合, 提出了各种各样的软开关拓扑, 其中, 辅助谐振变换极电路 (Auxiliary Resonant Commutated pole Inverter) 是较为成功的一种。近年来的文献表明, 把辅助谐振变换极的原理扩展到二极管钳位三电平逆变器中去, 理论上是可行的, 图 7.2-45、图 7.2-46 和图 7.2-47 概括了已经提出的三电平逆变器的辅助谐振变换极软开关拓扑。

在图 7.2-45 中, 辅助开关 $Saux1$ 帮助主开关 $Sa1$ 和 $Sa1'$ 在软开关条件下完成变换, 辅助开关 $Saux2$ 帮助主开关 $Sa2$ 和 $Sa2'$ 在软开关条件下完成变换。该电路拓扑的特点如下。

优点: ①所需要的附加元件的数量最少; ②可实现主开

关管的零电压开关和辅助开关管的零电流开关。

缺点: ①辅助开关所承受的阻断电压是 $0.75U_{DC}$, 阻断电压的数值较高; ②流过吸收电容 C_3 的电流均方根有效值是流过吸收电容 C_1 和 C_2 的电流均方根有效值的 1.4 倍。③内部开关管 $Sa2$ 和 $Sa1'$ 和钳位二极管 VDa 和 VDa' 在关断时, 其能量间接地被电容 C_3 吸收, 这样会造成较大的杂散电感, 将导致软变换期间的寄生振荡。

为了克服图 7.2-45 所示电路存在的缺点, 提出了图 7.2-46 所示的电路, 当开关管 $Sa2$ 导通和 $Sa2'$ 关断时, 辅助开关 $Saux1$ 帮助主开关 $Sa1$ 和 $Sa1'$ 在软开关条件下完成变换, 使输出电压交替连接到正极母线和中性点; 当开关管 $Sa1$ 导通和 $Sa1'$ 关断时, 辅助开关 $Saux2$ 帮助主开关 $Sa2$ 和 $Sa2'$ 在软开关条件下完成变换, 使输出电压交替连接到负极母线和中性点。

该电路拓扑的特点如下:

优点: ①辅助开关所承受的阻断电压减小到 $0.5U_{DC}$; ②可实现主开关管的零电压开关和辅助开关管的零电流开关; ③钳位二极管关断时的能量直接被吸收电容所吸收, 减少了杂散电感, 也减少了关断时因二极管的反向恢复特性造成的损耗。

缺点: ①用了两个谐振电感, 电路的元件数量较多; ②变换出现在被间接吸收的内部开关管 $Sa2$ 或 $Sa1'$, 此时会造成较大的杂散电感, 将导致软变换期间的寄生振荡。

为了克服图 7.2-46 所示电路的缺点, 使吸收元件的布置是最优的, 提出了图 7.2-47 所示的软开关拓扑。在该电路中每个主开关器件都并联有一个直接吸收电容, 这样的结构使杂散电感减小到最小, 并减少了由于均输出功率小于零的变换所带来的损耗。

然而, 该电路需要有源钳位开关来控制软开关变换时吸收电容的充电过程。该电路拓扑的特点如下。

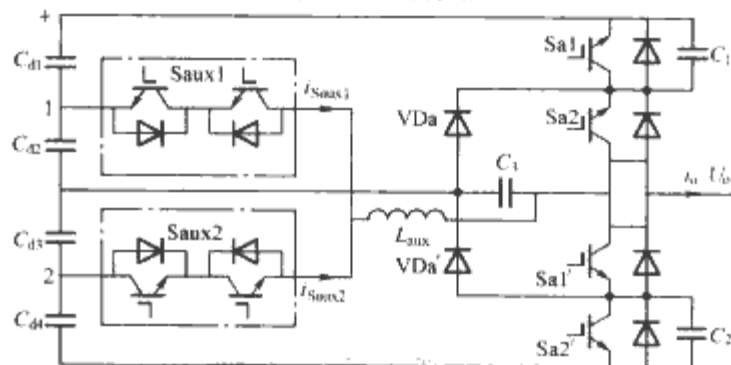


图 7.2-45 辅助谐振变换极三电平逆变器 1

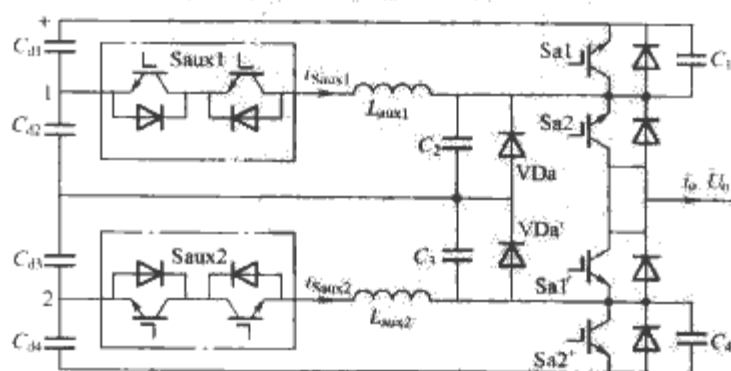


图 7.2-46 辅助谐振变换极三电平逆变器 2

优点: ①使杂散电感减小到最小, 大大减小了发生寄生振荡的机率; ②可实现主开关管的零电压开关和辅助开关管的零电流开关; ③有源钳位开关在低速和高转矩操作时, 提高了静态电压的平衡和开关器件之间的损耗平衡。

缺点：增加了两个有源钳位开关管，采用了两个谐振电感，使电路中元件的数量增多，增加了电路的复杂性，降低了电路的可靠性。

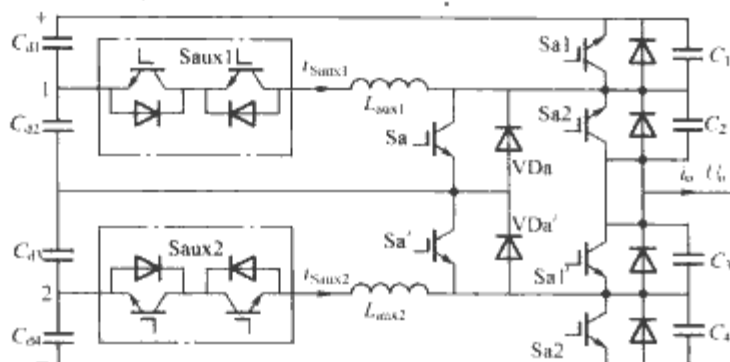


图 7.2-47 辅助谐振变换极三电平逆变器 3

表 7.2-7 概括和比较了上面三种三电平辅助谐振变换极软开关拓扑的元件参数特性。

表 7.2-7 三电平辅助谐振变换极软开关拓扑元件参数比较

比较参数		图 7.2-45	图 7.2-46	图 7.2-47
辅助开关管	数量	12	12	12
	阻断电压	$0.75U_{dc}$	$0.5U_{dc}$	$0.5U_{dc}$
	峰值电流相对值	100%	100%	100%
钳位开关管	钳位二极管/开关管	6/0	6/0	6/6
	阻断电压	$0.5U_{dc}$	$0.5U_{dc}$	$0.5U_{dc}$
吸收电容	数量	9	12	12
	电压应力	$0.5U_{dc}$	$0.5U_{dc}$	$0.5U_{dc}$
	RMS 电流相对值	$6 \times 100\%$ $3 \times 141\%$	$12 \times 100\%$	$12 \times 100\%$
谐振电感	数量	3	6	6
	RMS 电流相对值	100%	70.7%	70.7%
其他	控制信道	6	6	12

在实际应用当中，上述三种电路还存在着以下问题：

1) 中性点稳定性问题：由于三电平辅助谐振变换极软开关拓扑的直流环节有四个电容，这样就存在两个中性点（1 和 2）。辅助谐振换流极（ARCP）变换期间，两个中性点的充电平衡由辅助电流 i_{Saux1} 和 i_{Saux2} 的方向、大小和持续时间来决定。只有当输出电流和输出电压之间的相移在 $\pm 90^\circ$ 附近时，即负载是纯无功负载时，对于辅助电流 i_{Saux1} 和 i_{Saux2} 来说，它们分别流入中性点 1 和中性点 3 的电流的安秒值必须在一个输出周期内相等。在其他情况下，中性点将会产生偏移。因此，在二极管钳位型三电平辅助谐振变换极逆变器中，由于存在两个相互独立的中性点，充电平衡所带来的中性点稳定的问题是不可避免的。

2) 辅助开关的反并二极管关断时，由于其反向恢复特性在辅助开关两端将造成过电压，虽然各种各样的减少过电压的方案被提出，但是都大大增加了电路的复杂性。

4 多电平逆变器的冗余结构与容错技术

多电平逆变器因具有小的输出波形 THD 值、低的器件电压应力和低的系统 EMI 等优点而成为高压大功率研究应用的热点。但是它最大的缺点是结构复杂，需要大量的开关管。这除了增加系统成本和使控制变得复杂外，大量的器件意味着系统发生故障的可能性增大。本节首先总结了提高多电平变流器可靠性的方法，然后比较得到了多电平变流器容错设计的策略，并对几种典型的多电平变流器拓扑的容错实

现方法进行了讨论。

4.1 多电平逆变器的容错策略

为了提高多电平变流器系统的可靠性，可以采用以下几种方法：

(1) 使用高可靠性的电力电子器件。电力电子器件是构成功率变流器的基础，使用高可靠性的器件是提高功率变流器可靠性的核心。

(2) 改进变流器的拓扑结构。在电力电子器件不能满足系统可靠性要求的情况下，通过改进变流器的拓扑结构是提高电力电子系统可靠性的一种切实可行的方法。

(3) 使用合适的调制方法和先进的系统控制方法。一定的拓扑和系统必须与相应的调制控制方法相结合，才能保证系统高性能和高效率的运行。

(4) 增加一定数量的相同单元组成系统或采用多套相同的系统，即所谓冗余的方法。这种方法可以提高系统的可靠性，同时冗余也是容错技术的基础。

近些年来，越来越多的电力电子系统利用容错技术来提高其可靠性。容错技术是指系统对故障的容忍技术，也就是指处于工作状态的系统中一个或多个关键部分发生故障或差错时，能自动检测与诊断，并能采取相应措施保证系统维持其规定功能，或保持其功能在可接受的范围内的技术。故障容错技术包括硬件和软件冗余，故障检测与诊断、故障决策和系统重构等内容，其中的硬件冗余是故障容错的基础。

在两电平逆变器中，可以通过器件冗余或桥臂冗余，甚至系统冗余的方法来实现硬件冗余。这些冗余方法容易理解和实现，并且在故障时会保证系统的性能不受影响。但是，由于多电平变流器特殊的结构，使得传统两电平逆变器的容错控制方法并不能直接应用到多电平中。这些方法在多电平逆变器中就会存在如下缺点：

1) 多电平逆变器的价格本来就已经很高，通过增加大量的冗余模块或桥臂必然会大大增加系统的成本。

2) 增加的冗余部分会占很大的空间，使得系统体积变得庞大。

3) 会使大量器件处于闲置状态，造成资源的浪费。例如，在桥臂冗余中，如果五电平逆变器的某桥臂中一个器件发生故障，那么整个桥臂就会被从系统中切除，用另外一个备用桥臂来代替。这样故障器件所在桥臂中的其他七个器件将不被利用，处于闲置。

从另一个方面来看，多电平变流器应用的较多器件本身又为冗余资源提供了可能。所以，如果利用这种自身的资源来提供冗余将是多电平变流器实现容错控制比较切实可行的一种方法。要实现容错要求，一方面可以用牺牲性能来维持控制的稳定性，即工作可靠但性能下降；另一方面，用冗余资源使故障部分切除并切换上正常的部件或用正常部件承担更多工作，而保证系统整体性能不变。由此，总结出多电平逆变器的容错实现策略：在故障存在的情况下，隔离故障部分，并利用变流器自身存在的冗余资源，重新组织系统结构（称为系统重构），使其性能不变或者保证可靠而性能适度降低。

4.2 多电平逆变器的容错实现

4.2.1 通用型多电平逆变器的容错技术

图 7.2-48 所示的多电平拓扑，虽然该拓扑使用大量的器件，但是同时也提供了大量的冗余资源和冗余开关状态。并且，它自身能实现电容电压的平衡。所以，从此拓扑入手，来讨论多电平逆变器的容错控制。

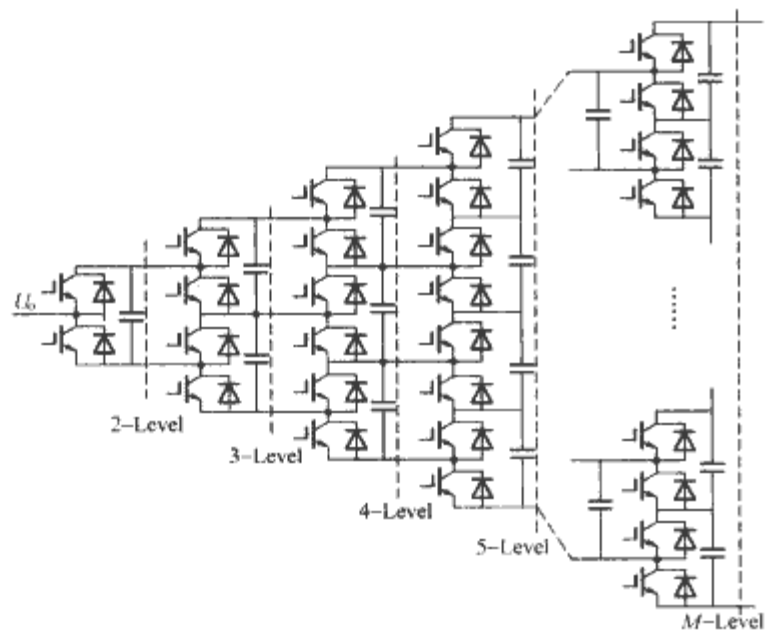


图 7.2-48 通用型多电平变流器拓扑

图 7.2-48 的电路拓扑具有某些开关状态组合的冗余性，但对于最低和最高电平的实现不具有冗余功能。在详细分析功率器件在故障状态下对电路的影响后，得到一种具有全冗余功能的改进拓扑，如图 7.2-49 所示。该电路与图 7.2-48 所示的电路相比，除了保留了最靠近直流端的飞跨电容外，其他飞跨电容全都去除。同时，该电路多加了一对开关对 (Sa1/VDa1 和 Sa2/VDa2)。在该改进拓扑中，当电路的一部分发生故障时，可以利用冗余资源以及改变控制方式来实现发生故障电路的功能，以保证系统的主要功能正常运行，从而提高整个系统的可靠性。同时，该拓扑具有电压自平衡能力，无需额外的中性点电位平衡电路。下面以该电路拓扑的五电平为例来说明冗余功能的实现，如图 7.2-50 所示。

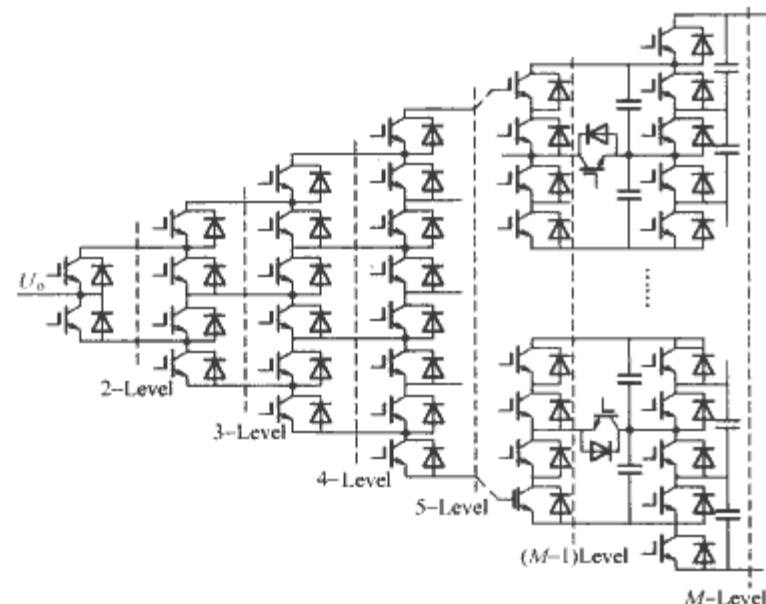


图 7.2-49 具有容错功能的多电平变流器

在正常工作情况下，附加的两个开关一直处于导通状态。在某些故障模式下，它们需要关断。为了保持与原拓扑的一致性，器件 Sp1~Sp4 和 Sn1~Sn4 仍然称为主开关管，Sc1~Sc12 称为钳位开关管。实际上，这些开关管的功能与原拓扑中的功能并不完全相同。在原拓扑中，主开关管用来实现期望的输出电压，钳位开关用来实现钳位和平衡电容电压。在改进拓扑中，在某些开关状态下，主开关用来实现期望的输出电压，而在另一些开关状态下，会用来实现钳位和平衡电容电压。同样，钳位器件在某些开关状态下用来实现钳位和平衡电容电压，而在另一些开关状态下产生期望的输出电压。这种变化是由于中间飞跨电容的去除导致的。更详细地说，在原拓扑中，输出电压是通过组合所有的电容电

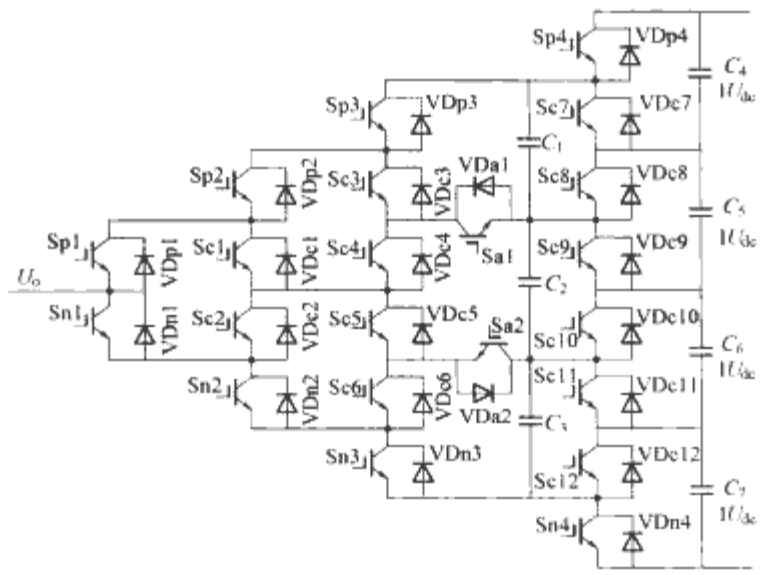


图 7.2-50 具有容错功能的五电平变流器单臂电路

压实现的，而在改进拓扑中，输出电压是通过组合保留的电容电压实现的。因此，相对应于同一种开关状态，电流路径会发生改变。虽然在改进拓扑中，使用了较少的飞跨电容，但它们的电压自平衡功能仍然可以通过电容的并联联结来实现。这个拓扑的电容电压平衡方式与混合钳位型拓扑的电压平衡方法相同，都是利用飞跨电容与不同的直流母线电容并联进行充放电来实现的。图 7.2-51 所示为电容电压平衡的仿真波形，可以清楚看出电容电压的平衡。

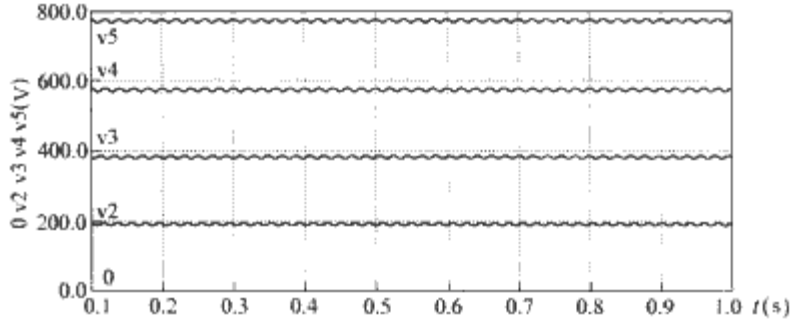


图 7.2-51 直流母线电容电压的自平衡

改进拓扑的开关规则如下：①每个开关柱是一个独立的开关单元；②最靠近直流侧的同一柱上相邻的两个开关管互补工作；③其他柱上任意相邻的两个开关管不能同时导通。为了方便起见，改进拓扑与原拓扑以相同的规则工作，即任意相邻的两个开关互补工作。

(1) 断路情况下容错功能的实现。

1) 主开关断路。当 $U_o = 1U_{dc}$ 、 $2U_{dc}$ 、 $3U_{dc}$ 时，若电路中某一主开关发生断路，则可以通过选择另一种开关组合状态，使发生断路的器件处于关断状态来实现期望的输出。此时的输出电压 U_o 与器件开关状态组合的关系见表 7.2-8。

表 7.2-8 当主开关断路时输出电压 U_o 与器件开关状态组合的关系

输出电压		$1U_{dc}$				$2U_{dc}$				$3U_{dc}$			
		Sp1	Sp2	Sp3	Sp4	Sp1	Sp2	Sp3	Sp4	Sp1	Sp2	Sp3	Sp4
开关状态	Sp1	×	1	0	0	1	0	0	×	1	1	0	1
	Sp2	1	0	0	×	0	1	0	1	×	1	0	1
	Sp3	0	1	0	0	1	0	×	1	0	1	1	×
	Sp4	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1

注 表中“×”表示断路，“1”表示开关器件导通状态，“0”表示开关器件关断状态。

当 $U_o = 4U_{dc}$ 时，在正常情况下，若 Sp1~Sp4 全导通，则 Sn1~Sn4 全关断。若 Sp1 发生断路，则由 VDN1 和 Sc1、Sc2 来代替它，经过图 7.2-52 (a) 中粗实线所示电流

通路实现 $4U_{dc}$ ；若 $Sp2$ 发生断路，则由 $VDc1$ 和 $Sc3$ 、 $Sc4$ 来代替它实现 $4U_{dc}$ ，如图 7.2-52 (b) 中粗实线所示电流通路。

当 $U_o=0U_{dc}$ 时，在正常情况下，若 $Sn1\sim Sn4$ 全导通，则 $Sp1\sim Sp4$ 全关断。若 $Sn1$ 发生断路，则由 $VDp1$ 和 $Sc1$ 、 $Sc2$ 来代替它，经过图 7.2-52 (c) 中粗实线所示电流通路实现 $0U_{dc}$ ；若 $Sn2$ 发生断路，则由 $VDc2$ 和 $Sc5$ 、 $Sc6$ 来代替它，经过图 7.2-52 (d) 中粗实线所示路径实现 $0U_{dc}$ 。

2) 钳位开关断路。当钳位开关断路时，也可以通过开关状态组合的冗余性来实现电路的冗余功能。即，当某一个钳位开关断路时，改变开关状态组合使该开关处于关断状态，具体的实现见表 7.2-9。

3) 附加开关断路。当 $Sa1$ 和 $Sa2$ 断路时， $0U_{dc}$ 和 $4U_{dc}$ 仍然可以实现。对于中间的输出电平，如果电流路径必需包括 $Sc3$ 或 $Sc4$ ，那么当 $Sa1$ 断路时，相应的开关状态就会无效；如果电流路径必需包括 $Sc5$ 或 $Sc6$ ，那么当 $Sa2$ 断路时，相

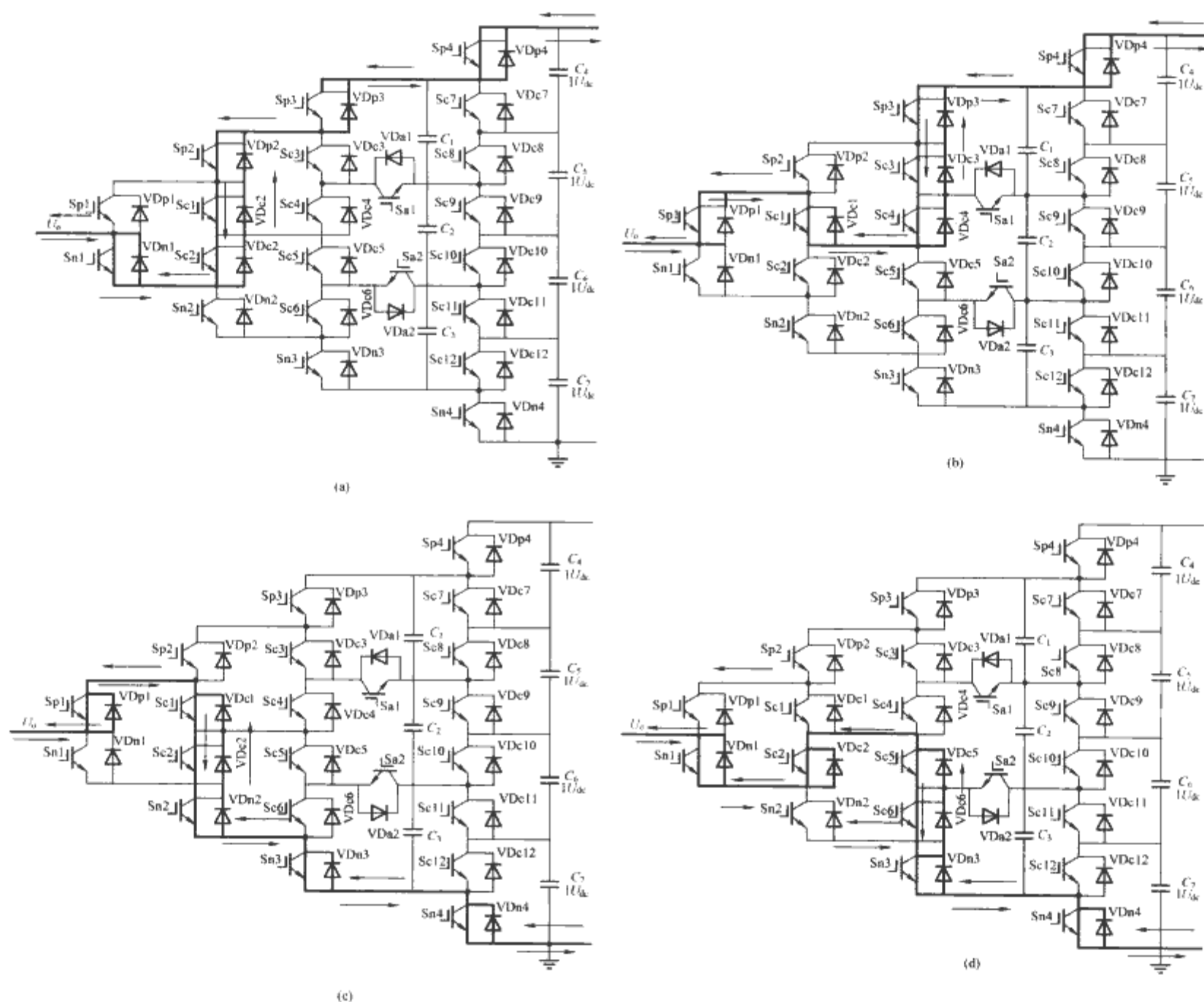


图 7.2-52 主开关断路时的电流通路

(a) $Sp1$ 断路时输出最高电平 ($4U_{dc}$) 的通路；(b) $Sp2$ 断路时输出最高电平 ($4U_{dc}$) 的通路；
(c) $Sn1$ 断路时输出最低电平 ($0U_{dc}$) 的通路；(d) $Sn2$ 断路时输出最低电平 ($0U_{dc}$) 的通路。

表 7.2-9

当钳位开关断路时输出电压 U_o 与器件开关状态组合的关系

输出电压		$0U_{dc}$			$1U_{dc}$			$2U_{dc}$						$3U_{dc}$						$4U_{dc}$		
开关状态	$Sp1$	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0
	$Sp2$	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	1
	$Sp3$	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1
	$Sp4$	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1
故障器件	$Sc1$	×	1	1	×	1	1	×	1	0	1	1	0	1	×	0	1	0	0	1	0	×
	$Sc3$	1	×	1	1	×	1	1	0	1	×	1	1	0	0	1	0	×	1	0	0	×
	$Sc7$	1	1	×	1	1	×	1	1	0	1	1	0	×	1	0	0	1	0	0	×	×

注 表中“×”表示断路，“1”表示开关器件导通状态，“0”表示开关器件关断状态。

应的开关状态就会无效。当 Sa1 或 Sa2 故障时，开关状态的有效性在表 7.2-10 中示出。符号 Y 表示开关状态是有效的，符号 N 表示开关状态是无效的。从表中可以看出，当 Sa1 或 Sa2 发生故障时，每个输出电平都存在有效的开关状态。

(2) 短路情况下容错功能的实现。

根据短路与断路对偶的关系，可以容易实现器件短路情况下的容错功能。

1) 主开关短路。当 $U_o = 1U_{dc}$ 、 $2U_{dc}$ 、 $3U_{dc}$ 时，若电路中某一主开关发生短路，则可以通过选择另一种开关组合状态，使发生短路的器件处于导通状态来实现期望的输出。此时的输出电压 U_o 与器件开关状态组合的关系见表 7.2-11。

当 $U_o = 0U_{dc}$ 时，在正常情况下，Sn1~Sn4 全导通，Sp1~Sp4 全关断。若 Sp1 发生短路，则关断 Sn1，由 VDp1 和 Sc1、Sc2 来代替它，经过图 7.2-52 (c) 中粗实线所示电

流通路实现 $0U_{dc}$ ，此时对应于 Sn1 断路时输出最低电平的通路；若 Sp2 发生短路，则关断 Sn2，由 VDc2 和 Sc5、Sc6 来代替它，经过图 7.2-52 (d) 中粗实线所示路径实现 $0U_{dc}$ ，此时对应于 Sn2 断路时输出最低电平的通路。

当 $U_o = 4U_{dc}$ 时，在正常情况下，Sp1~Sp4 全导通，Sn1~Sn4 全关断。若 Sn1 发生短路，则关断 Sp1，由 VDn1 和 Sc1、Sc2 来代替它，经过图 7.2-52 (a) 中粗实线所示电流通路实现 $4U_{dc}$ ，此时对应于 Sp1 断路时输出最高电平的通路；若 Sn2 发生短路，则关断 Sp2，由 VDc1 和 Sc3、Sc4 来代替它实现 $4U_{dc}$ ，如图 7.2-52 (b) 中粗实线所示电流通路，此时对应于 Sp2 断路时输出最高电平的通路。

2) 钳位开关短路。当钳位开关短路时，也可以通过开关状态组合的冗余性来实现电路的冗余功能。即，当某一个钳位开关短路时，通过改变开关状态组合使该开关处于导通状态，具体的实现见表 7.2-12。

表 7.2-10 当附加开关断路时输出电压 U_o 与器件开关状态组合的关系

输出电压		$0U_{dc}$	$1U_{dc}$				$2U_{dc}$						$3U_{dc}$				$4U_{dc}$
开关状态	Sp1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1
	Sp2	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1
	Sp3	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1
	Sp4	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1
	Sa1 故障	Y	Y	Y	Y	Y	N	N	Y	N	Y	Y	Y	N	N	N	Y
	Sa2 故障	Y	N	N	N	Y	Y	Y	N	Y	N	N	Y	Y	Y	Y	Y

注 表中“1”表示开关器件导通状态，“0”表示开关器件关断状态。

表 7.2-11 主开关短路时输出电压 U_o 与器件开关状态组合的关系

输出电压		$1U_{dc}$			$2U_{dc}$								$3U_{dc}$									
开关状态	Sp1	○	0	0	○			1	0	0	1	0	0	○			1	0	1	1	0	1
	Sp2	0	○	0	1	0	0	○			0	1	0	1	0	1	○			1	1	0
	Sp3	0	0	○	0	1	0	0	1	0	○			1	1	0	1	1	0	○		
	Sp4	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1

注 表中“○”表示短路，“1”表示导通状态，“0”表示关断状态。

表 7.2-12 当钳位开关短路时输出电压 U_o 与器件开关状态组合的关系

输出电压		$0U_{dc}$	$1U_{dc}$						$2U_{dc}$						$3U_{dc}$				$4U_{dc}$
开关状态	Sp1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1
	Sp2	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1
	Sp3	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
	Sp4	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0
故障器件	Sc1	○	1	1	○	1	0	1	1	0	1	○	0	1	0	○	0	0	○
	Sc3	1	○	1	1	0	1	○	1	1	0	0	1	0	○	0	0	○	0

注 表中“○”表示短路，“1”表示导通状态，“0”表示关断状态。

特别地，当输出电压 $U_o = 4U_{dc}$ 时，若 Sc1 或 Sc3 发生短路，此时需要关断 Sa1；当输出电压 $U_o = 0U_{dc}$ 时，若 Sc2 或 Sc6 发生短路，此时需要关断 Sa2。

3) 附加开关短路。附加开关在正常工作时一直处于导通状态，所以它们短路时，对电路工作没有影响。

(3) 多个器件故障时的情况。

如果一个以上的器件同时发生故障，电路的工作情况取决于不同的故障模式。因为附加开关 Sa1 和 Sa2 的工作频率远远低于其他器件，所以在这种情况下，可以把这两个附加器件看作为无故障器件。并且，Sp4、Sc7~Sc12 和 Sn4 需要

用于电容的电压平衡，所以它们的故障会导致电容电压的不平衡而使电路无效。当 Sp3 和 Sn3 发生故障时， $4U_{dc}$ 和 $0U_{dc}$ 难以实现，拓扑在这种情况下就没有容错能力。

对于处于同一柱上，并且同时导通和关断的多个器件，如果它们同时发生断路（或短路），我们可以通过选择使它们关断（或导通）的状态来实现期望的输出电压。图 7.2-52 所示的电流通路可以用来实现 $4U_{dc}$ 和 $0U_{dc}$ 。因此，在这种情况下，可以实现电路的容错。这些开关器件包括：(Sp2, Sc2)，(Sc1, Sn2)，(Sc3, Sc5)。

如果同一柱上相邻的两个开关发生短路故障，如 (Sp1,

S_{n1}), (S_{p2} , S_{c1}), (S_{c1} , S_{c2}), 那么电路将没有容错能力。如果钳位开关 $S_{c1} \sim S_{c6}$ 发生断路, 电路可以实现容错。在其他情况下, 拓扑的容错难以实现。

电路多加的两个开关对 (S_{a1} , V_{Da1} ; S_{a2} , V_{Da2}) 是为了防止开通的开关直接并在电容两端 (如 S_{p4} , S_{p3} , S_{p2} , S_{c1} , V_{Dc4} , V_{Dc8} 直接并在电容 C_1 , C_4 两端; S_{n4} , S_{n3} , S_{n2} , S_{c2} , V_{Dc5} , V_{Dc11} 直接并在电容 C_3 , C_7 两端), 导致电容放电而使开关因承受严重的电流过冲击而损坏。当电路按照图 7.2-52 (a) 和图 7.2-52 (b) 所示工作时, 去除 S_{a1} 的门极信号使其处于关断状态, 其他情况下 S_{a1} 一直保持有门极信号; 当电路按照图 7.2-52 (c) 和图 7.2-52 (d) 所示工作时, 去除 S_{a2} 的门极信号使其处于关断状态, 其他情况下 S_{a2} 一直保持有门极信号。这两个开关对不会影响直流电容的中性点电位平衡。同时可以看出, 对于电平数越高的电路, 该拓扑的冗余功能越强。并且, 对任意电平的电路, 都只需要增加一对开关对, 所以该拓扑更适合于电平数较高的电路。

基于上述分析, 可以得到如下结论: 最靠近直流端的器件是最重要的, 它们的故障会导致电路的无效。相邻于它们的器件也是重要的, 它们的故障也不能实现电路的容错。当其他器件故障时, 通过重新安排 PWM 信号, 可以保证电路正常工作。开关器件导通或关断的选择规则总结如下: ①当开关管断路时, 选择其他开关状态, 使得故障的器件处于关断状态; ②当开关管短路时, 选择其他的开关状态, 使得故障的器件处于导通状态; ③附加开关只有当输出最高和最低电平, 并且主开关故障或者钳位开关短路时关断, 其他情况下一直导通。

上述讨论都是在高调制度的情况下。当拓扑工作于低调制度时, 可以采用与上述相同的方法来实现容错。特别的, 当采用消谐波 PWM 调制时, 考虑到 S_{p4} 开关管对电容电压的平衡作用, 应该让 S_{p4} 对应的载波位于调制范围内。

4.2.2 飞跨电容型多电平逆变器的容错技术

飞跨电容型拓扑与通用拓扑相比较, 它虽然没有大量的钳位开关, 但是同样有大量的冗余开关状态存在。如果采用和通用拓扑相同的容错实现方法, 那么器件故障时最高和最低电平将难以实现。同时, 这些冗余开关状态的存在, 使得飞跨电容型拓扑可以有不同电压组合的结构。所以, 可以利用飞跨电容型拓扑的结构冗余性来实现容错控制。这种通过利用结构冗余实现的容错, 它能够输出与正常工作情况下相同的电平数, 所以能保证输出电压的波形质量。

飞跨电容型拓扑的容错策略。对于一个 n 单元的飞跨电容型拓扑, 当拓扑中的某一个器件发生故障时, 可以把该故障器件旁路, 并且使与它同单元的另一个器件一直导通, 同时把故障器件所在单元的飞跨电容从原拓扑中切除, 使得原 n 单元拓扑变为一个 $(n-1)$ 单元的拓扑。对于这样的拓扑结构, 虽然电容电压比发生变化, 但仍可以输出与原拓扑相同电平数的电压。当检测到开关管故障时, 通过触发导通一个与它并联的晶闸管来旁路故障开关管。由于晶闸管不需要工作于高频情况下, 这比器件冗余的情况要节省成本, 并且不需要考虑晶闸管的故障。开关管的故障处理电路如图 7.2-53 (a) 所示。当器件故障时, 需要把它所在单元的飞跨电容切除, 所以每个飞跨电容支路需要串联一个双向开关, 如图 7.2-53 (b) 所示。

需要说明的是, 由于飞跨电容型拓扑结构的变化, 单个桥臂中飞跨电容的电压平衡成为一个新的问题。不同的电容电压比, 会决定不同的电容电压平衡能力, 也即对应于不同的拓扑结构, 不同的飞跨电容电压平衡会受到影响。只有该

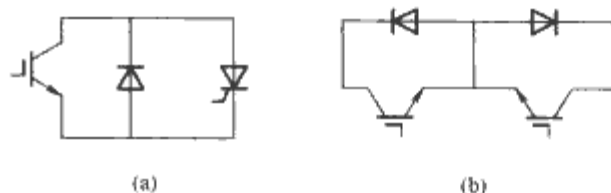


图 7.2-53 故障处理电路

(a) 开关故障的处理电路; (b) 飞跨电容支路的双向开关电路

飞跨电容与相邻两个飞跨电容的电压差均为 1 个电平的电压时, 才能保证其电压的平衡。由于器件故障位置的不确定性, 导致容错工作状态下的拓扑中电压比不确定, 所以电压不平衡的飞跨电容也不确定。因此, 在单桥臂工作中, 所有的飞跨电容需要用独立电压源来代替。在三相电路中, 可以通过利用三相开关状态的冗余性来实现飞跨电容的电压平衡, 但此时会增加控制的复杂性以及以牺牲调制比作为代价。

4.2.3 二极管钳位型多电平逆变器的容错技术

相关文献对二极管钳位型多电平逆变器的容错技术研究, 重点是动态控制系统的设计, 它通过故障诊断模块在检测和隔离故障器件后, 采用脉冲位置和宽度调制来重构开关器件的门极信号。图 7.2-54 所示为二极管钳位型五电平电路中一个器件故障前后的实验波形。另有文献对故障模式及对逆变器的影响进行了深入的研究, 并得出结论认为电路中不同位置的器件发生故障, 会对电路有不同的影响。

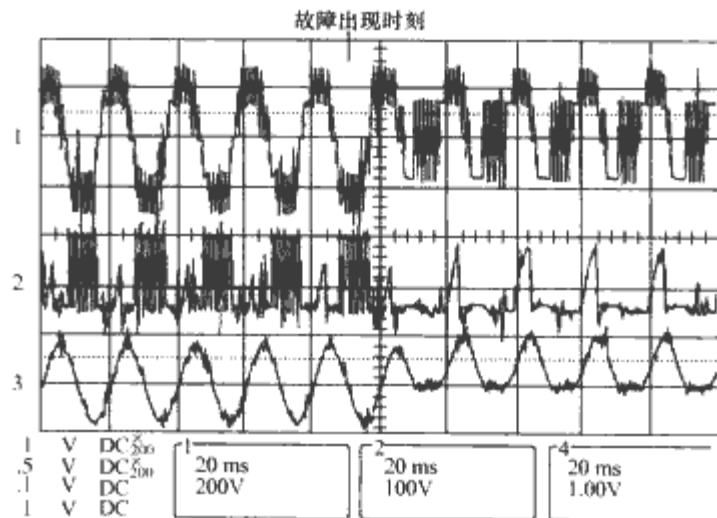


图 7.2-54 二极管钳位型电路在故障情况下的实验波形

1—调制电压; 2—故障器件两端的电压; 3—负载电流

4.2.4 级联型多电平逆变器的容错技术

级联型多电平逆变器拓扑的容错实现, 可以通过利用空间矢量中大量的冗余状态, 产生三相平衡的线—线电压。但是, 由于 H-桥单元中一个或多个器件故障时, 该单元会被导通的晶闸管旁路 (如图 7.2-55 所示), 所以相电压不能平衡。

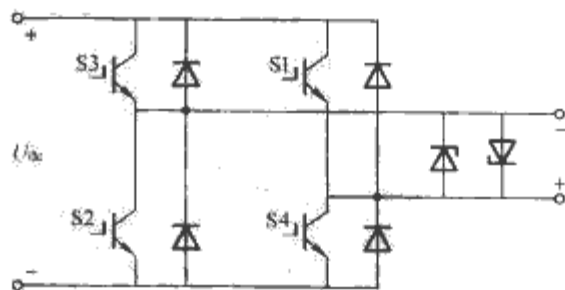


图 7.2-55 级联型多电平拓扑故障 H-桥的处理电路

4.3 基于基本单元的容错技术思想

在几种常见的多电平拓扑中, 除了二极管钳位型拓扑外, 飞跨电容型、级联型和通用型拓扑的开关状态都存在冗

余,对于这几种存在开关状态冗余的拓扑来说,输出的最高电平和最低电平只对应唯一的开关状态组合,而输出的其他中间电平则对应多种开关状态组合。这种开关状态冗余的特点给容错技术的实现带来了方便。下面就针对这几种拓扑的五电平桥臂进行讨论。

在五电平逆变器拓扑中,将两个控制信号互补的开关管分别命名为 Sp_x 与 Sn_x ($x=1, 2, 3, 4$, 下文中对 x 的取值在不引起混淆的情况下不再标注),它们组成一个开关管对。在任何时刻每个开关管对中只能有一个导通,否则将造成直通故障,也就是说 Sp_x 导通时 Sn_x 必须保持关断,相反的, Sn_x 导通时 Sp_x 必须保持关断。当四个开关管对 Sp_1/Sn_1 、 Sp_2/Sn_2 、 Sp_3/Sn_3 和 Sp_4/Sn_4 中的三个保持不变,另一个开关状态改变时,容易知道, Sp_x 导通时输出电平比 Sn_x 导通时输出电平高 U_{dc} ,因此,我们也将开关管对中的 Sp_x 称为“正开关管”, Sn_x 称为“负开关管”。

开关管对中的一个开关管发生短路故障后,如果不采取适当保护措施,当另一个开关管导通时,将会产生电压源短路或者产生不同电压等级的电压源并联,这会造成直通故障而使得回路中的某个部分被烧断;另一方面,开关管对中的一个开关管发生开路故障后,如果不采取适当保护措施,当另一个开关管关断时,将会产生电流回路中断。

根据上面的这种关系,可以将故障状态分为以下两类。

第一类故障: 当一个正开关管发生开路故障时,同一开关管对中的负开关管必须保持导通;当一个负开关管发生短路故障时,同一开关管对中的正开关管必须保持关断。在不改变拓扑结构及器件电压电流应力的前提下,这两种故障情况都将导致多电平变流器输出不能达到最高电平,对于五电平单桥臂电路来说输出将不能达到 $2U_{dc}$ 。把这两种故障情况归为一类,称为第一类故障。

第二类故障: 与第一类故障对应,当一个负开关管发生开路故障时,同一开关管对中的正开关管必须保持导通;当一个正开关管发生短路故障时,同一开关管对中的负开关管必须保持关断。在不改变拓扑结构及器件电压电流应力的前提下,这两种故障情况都将导致多电平变流器输出不能达到最低电平,对于五电平单桥臂电路来说输出将不能达到 $-2U_{dc}$ 。把这两种故障情况归为一类,称为第二类故障。

4.3.1 SH-PWM 调制策略下的故障重构

在多电平变流器中,普遍认为 SH-PWM 调制方式是一种性能比较优越的调制方式,它能有效提高最低次谐波的次数。四个三角载波从上至下依次排列,它们与同一个参考波进行比较得到四个脉冲调制序列。对于具有冗余开关状态的飞跨电容型拓扑、级联型拓扑和通用型拓扑来说,产生的四个脉冲调制序列可以按任意顺序分配给四个开关管对,也就是说既可以将四个脉冲调整序列从上至下依次分配给 Sp_1 、 Sp_2 、 Sp_3 和 Sp_4 ,也可以依次分配给 Sp_4 、 Sp_3 、 Sp_2 和 Sp_1 ,或者其他任何次序。这个特点对于开关管控制脉冲的重构具有很重要的意义。

这里采用的调制波的重构思路,主要是通过改变调制波使得电路能够在故障情况下继续工作。这种容错的实现仅仅需要改变控制信号,对于电路的硬件结构和器件应力等没有做任何改变。下文中讨论了四种不同的具体的调制波重构方式,实际上每种故障状态下还可以根据需求灵活选择其他种类的具体的调制波,但是其基本思路是一致的。为了叙述方便,不妨假设发生故障的开关管对为 Sp_1/Sn_1 。

(1) 第一类故障情况下的重构。

1) 调制波限幅方式。在正弦波 PWM 调制方式下,当

调制度 $M \leq 0.5$ 时,正常情况下已经有两个开关管对处于正开关管常开、负开关管常通的状态,所以发生第一类故障时,将不需要动作的开关信号分配给发生了故障的开关管对,这样故障情况与正常情况就没有区别。当调制度在 $0.5 < M \leq 1$ 的范围内时,等效的脉宽调制信号的产生如图 7.2-56 所示,四个三角载波保持不变,与三角波进行比较的参考正弦波则被限幅在 $[-1, 0.5]$ 范围内,这样产生的四个脉冲调制序列中的最上面一个被分配到发生故障的开关管对 Sp_1/Sn_1 ,其他的三个序列分别分配到三个工作正常的开关管对。不妨设故障发生在 A 相,一个基波周期 $[0, 2\pi]$ 内的限幅调制波可以写成

$$f_A(\omega t) = \begin{cases} 0.5 & (\arcsin \frac{0.5}{M} \leq \omega t < \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \\ M \sin \omega t & (\omega t < \arcsin \frac{0.5}{M} \text{ 或 } \omega t \geq \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \end{cases} \quad (7.2-8)$$

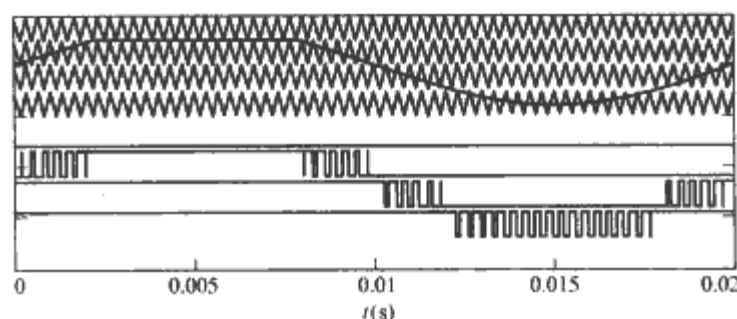


图 7.2-56 第一类故障下等效的 SH-PWM 调制示意图

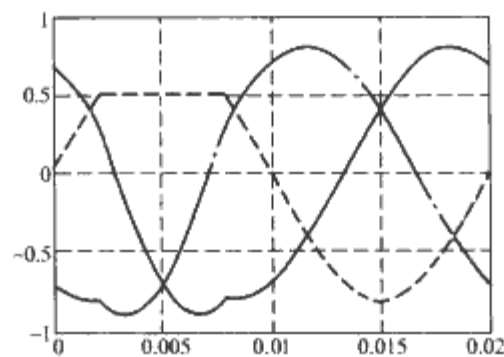


图 7.2-57 第一类故障时三相限幅调制波

对于三相电路,为了保持线电压关系,则其他两相的调制信号需要调整,它们应该满足下式

$$\begin{cases} f_B(\omega t) = f_A(\omega t) - \sqrt{3}M \sin(\omega t + \frac{1}{6}\pi) \\ f_C(\omega t) = f_A(\omega t) + \sqrt{3}M \sin(\omega t + \frac{5}{6}\pi) \end{cases} \quad (7.2-9)$$

容易得到其他两相的调制波信号如图 7.2-57 所示,其表达式分别为式 (7.2-10) 和式 (7.2-11):

$$f_B(\omega t) = \begin{cases} 0.5 - \sqrt{3}M \sin(\omega t + \frac{1}{6}\pi) \\ (\arcsin \frac{0.5}{M} \leq \omega t < \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \\ M \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ (\omega t < \arcsin \frac{0.5}{M} \text{ 或 } \omega t \geq \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \end{cases} \quad (7.2-10)$$

$$f_C(\omega t) = \begin{cases} 0.5 + \sqrt{3}M \sin(\omega t + \frac{5}{6}\pi) \\ (\arcsin \frac{0.5}{M} \leq \omega t < \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \\ M \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ (\omega t < \arcsin \frac{0.5}{M} \text{ 或 } \omega t \geq \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \end{cases} \quad (7.2-11)$$

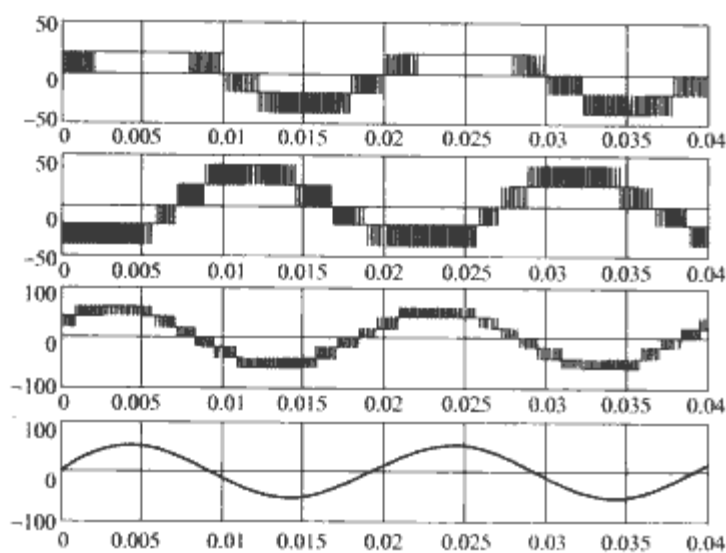


图 7.2-58 第一类故障时调制波限幅方式下输出波形

由上至下依次为: A 相相电压波形、B 相相电压波形、AB 相之间线电压波形、线电压基波

根据以上关系对五电平电路进行仿真结果如图 7.2-58 所示, 这里基波频率为 50Hz, 载波频率为 3kHz, 调制度为 0.8, 为了清楚起见, 仿真中对输出线电压使用二阶滤波器

$\frac{1}{10^{-8}s^2 + 10^{-3}s + 1}$ 得到其近似的基波值, 下面的仿真也在同样的条件下完成。A 相和 B 相的电平数分别为四电平和五电平, 线电压的输出为七电平。每相的相电压的调制度在发生故障的情况下受到额外的约束, 例如 B 相必须满足

$$-1 \leq f_B(\omega t) \leq 1 \quad \left(\arcsin \frac{0.5}{M} \leq \omega t < \pi - \arcsin \frac{0.5}{M} \right) \quad (7.2-12)$$

根据式 (7.2-12) 可以得到 M 的限制范围为

$$0 < M \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (7.2-13)$$

这里讨论的电平数为五, 当电平数改变时 M 的上限限制范围会随之改变, 容易知道, 当一个开关管对发生故障时, 随着电平数的增多 M 的范围将会变宽, 但是始终无法达到 1。

2) 120°断续调制方式。120°断续 PWM 调制方式是一种比较特殊的调制方式, 三相中的每个桥臂在 1/3 的基波周期 (120°) 内被恒定地保持为输入直流母线的正电平端或者负电平端, 分别被称为最大值断续 PWM 调制 (DPWMMAX) 和最小值断续 PWM 调制 (DPWMMIN)。DPWMMIN 调制方式下在一个周期内的三相调制波分别可以写为

$$f_A(\omega t) = \begin{cases} -1 - \sqrt{3}M \cos\left(\omega t + \frac{5}{6}\pi\right) & \left(0 \leq \omega t \leq \frac{2}{3}\pi\right) \\ -1 & \left(\frac{2}{3}\pi \leq \omega t \leq \frac{4}{3}\pi\right) \\ -1 + \sqrt{3}M \cos\left(\omega t + \frac{1}{6}\pi\right) & \left(\frac{4}{3}\pi \leq \omega t \leq 2\pi\right) \end{cases} \quad (7.2-14)$$

$$f_B(\omega t) = \begin{cases} -1 + \sqrt{3}M \sin \omega t & \left(0 \leq \omega t \leq \frac{2}{3}\pi\right) \\ -1 - \sqrt{3}M \cos\left(\omega t + \frac{1}{6}\pi\right) & \left(\frac{2}{3}\pi \leq \omega t \leq \frac{4}{3}\pi\right) \\ -1 & \left(\frac{4}{3}\pi \leq \omega t \leq 2\pi\right) \end{cases} \quad (7.2-15)$$

$$f_C(\omega t) = \begin{cases} -1 & \left(0 \leq \omega t \leq \frac{2}{3}\pi\right) \\ -1 + \sqrt{3}M \cos\left(\omega t + \frac{5}{6}\pi\right) & \left(\frac{2}{3}\pi \leq \omega t \leq \frac{4}{3}\pi\right) \\ -1 - \sqrt{3}M \sin \omega t & \left(\frac{4}{3}\pi \leq \omega t \leq 2\pi\right) \end{cases} \quad (7.2-16)$$

这种调制方式本身固有的特性之一是调制波上下半波不对称。在调制度比较低的情况下, 这种调制方式与图 7.2-58 所示的调制方式有非常类似的特点, 例如, 单个桥臂的电平数由五电平退化为四电平, 线电压的电平数为七电平等。因此, 当发生单个开关管故障的情况下, 120°DPWMMIN 调制可以被作为一种比较合适的方式。类似的, 当 S_{p1} 开路或者 S_{n1} 短路的时候, 调制度受到一定的限制, 考虑 A 相, 可以知道应该满足

$$-1 < f_A(\omega t) \leq 0.5 \quad (7.2-17)$$

容易得到 M 的限制范围也是

$$0 < M \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (7.2-18)$$

与上一小节的调制方式比较, 120°DPWMMIN 具有明显的好处。首先, 每相的调制波是一致的。对于前一种调制方式, 当发生故障后, 需要对发生故障的桥臂和正常的桥臂分别进行判断并进行不同的处理; 而采用 120°DPWMMIN 调制方式时, 每相都采用相同的调制波, 进行相同的处理, 处理比较简单。

其次, 120°DPWMMIN 可以用于正常的情况下, 当所有的开关管状态正常时, 这种调制方式的调制度 M 的范围为

$$0 < M \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (7.2-19)$$

可见这种方式的电压利用率是 SPWM 调制方式的 1.15 倍, 具有较高的电压利用率。如果在正常情况下使用 120°DPWMMIN 调制, 当发生故障时, 并不需要改变调制方式, 而只需要对变流器进行容量限制, 即将调制度 M 限制在式 (7.2-18) 表示的范围内即可。而调制波限幅方式即使在正常的状态下依然需要满足式 (7.2-13) 所限定的条件, 因此, 并不适合正常状态下使用。

(2) 第二类故障情况下的重构。

1) 调制波限幅方式。与第一类故障情况下对应, 在正弦波 PWM 调制方式下, 当调制度 $M \leq 0.5$ 时, 同样可以重新分配脉冲调制序列使得故障情况与正常情况就没有区别。当调制度在 $0.5 < M \leq 1$ 的范围内时, 不难得到与前节中讨论的第一类故障下的调制波限幅方式完全对应的调制波, 但是为了显示调制波重构的灵活性, 这里讨论另外一种类似的方式, 其脉宽调制信号的产生如图 7.2-59 所示, 四个三角载波保持不变, 此时等效的调制波信号相当于在原有信号上加上了 0.5 的偏置并被限幅在 $[-0.5, 1]$ 的范围内, 这样产生的四个脉冲调制序列中的最下面一个被分配到发生故障的开关管对 S_{p1}/S_{n1} , 其他的三个序列分别分配到三个工作正常的开关管对。不妨设故障发生在 A 相, 一个基波周期 $[0, 2\pi]$ 内的限幅调制波可以写成

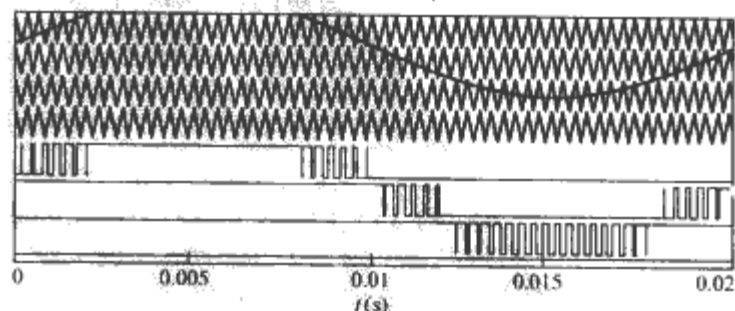


图 7.2-59 第二类故障下等效的 SH-PWM 调制示意图

$$f_A(\omega t) = \begin{cases} 1 & \left(\arcsin \frac{0.5}{M} \leq \omega t < \pi - \arcsin \frac{0.5}{M} \right) \\ 0.5 + M \sin \omega t & \left(\omega t < \arcsin \frac{0.5}{M} \text{ 或 } \omega t \geq \pi - \arcsin \frac{0.5}{M} \right) \end{cases} \quad (7.2-20)$$

类似地, 为了保持线电压之间的关系, 可以得到 B 相的调制波应该满足

$$f_B(\omega t) = \begin{cases} 1 - \sqrt{3}M \sin(\omega t + \frac{1}{6}\pi) & (\arcsin \frac{0.5}{M} \leq \omega t < \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \\ 0.5 + M \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & (\omega t < \arcsin \frac{0.5}{M} \text{ 或 } \omega t \geq \pi - \arcsin \frac{0.5}{M}) \end{cases} \quad (7.2-21)$$

但是对于 $0.5 < M \leq 1$ 范围内, 容易知道式 (7.2-21) 表示的调制波已经处于过调制方式, 其最大的幅值超过了 1, 因此, 必须进行进一步的调整。如果将式 (7.2-21) 表示的 B 相的调制波也限幅在 $[-1, 1]$ 的范围内, 并根据 A、B、C 三相相应的线电压关系重新计算其他两相的调制波; 如果这样得到的三相的调制波依然处于过调制, 可以将处于过调制的波形限幅在 $[-1, 1]$ 范围内继续重新计算各相的调制波波形, 一直到所有的调制波均处于 $[-1, 1]$ 范围内。经过这样的调整, 可以得到一个基波周期 $[0, 2\pi]$ 内的 A 相的调制波表达式为

$$f_A(\omega t) = \begin{cases} 1 & (\arcsin \frac{1}{2M} \leq \omega t < \pi - \arcsin \frac{1}{2M}) \\ 1 + \sqrt{3}M \sin(\omega t + \frac{1}{6}\pi) & (\arcsin \frac{1}{2M} + \frac{2}{3}\pi \leq \omega t < \frac{5}{3}\pi - \arcsin \frac{1}{2M}) \\ 1 - \sqrt{3}M \sin(\omega t + \frac{5}{6}\pi) & (\frac{4}{3}\pi + \arcsin \frac{1}{2M} \leq \omega t < 2\pi) \\ \text{或 } 0 \leq \omega t \leq \frac{1}{3}\pi - \arcsin \frac{1}{2M} \\ 0.5 + M \sin \omega t & (\text{其他}) \end{cases} \quad (7.2-22)$$

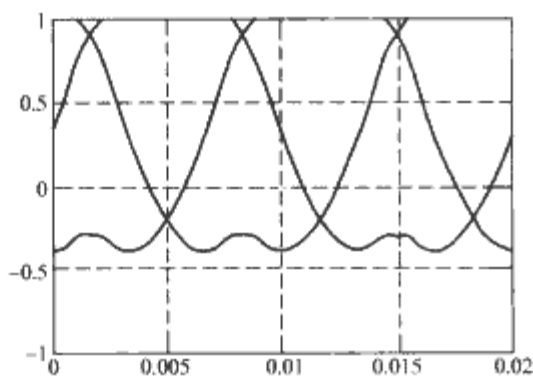


图 7.2-60 第二类故障时三相限幅调制波

B、C 两相的调制波分别为 A 相调制波滞后 $2/3\pi$ 和 $4/3\pi$, 其表达式这里略去未写, 三相的调制波波形如图 7.2-60 所示。

这里调制度的限制条件是

$$-0.5 \leq f_A(\omega t) \leq 1 \quad (7.2-23)$$

容易得到 M 也应该满足式 (7.2-13) 所表示的范围。

2) 120° 断续调制方式。与 DPWMMIN 调制方式对应的 DPWMMAX 调制方式适合于第二类故障情况, 其三相调制波表达式分别为

$$f_A(\omega t) = \begin{cases} 1 + \sqrt{3}M \cos(\omega t + \frac{1}{6}\pi) & (\frac{1}{3}\pi \leq \omega t \leq \pi) \\ 1 & (0 \leq \omega t \leq \frac{1}{3}\pi \text{ 或 } \frac{5}{3}\pi \leq \omega t \leq 2\pi) \\ 1 - \sqrt{3}M \cos(\omega t + \frac{5}{6}\pi) & (\pi \leq \omega t \leq \frac{5}{3}\pi) \end{cases} \quad (7.2-24)$$

$$f_B(\omega t) = \begin{cases} 1 & (\frac{1}{3}\pi \leq \omega t \leq \pi) \\ 1 - \sqrt{3}M \cos(\omega t + \frac{1}{6}\pi) & (0 \leq \omega t \leq \frac{1}{3}\pi \text{ 或 } \frac{5}{3}\pi \leq \omega t \leq 2\pi) \\ 1 + \sqrt{3}M \sin \omega t & (\pi \leq \omega t \leq \frac{5}{3}\pi) \end{cases} \quad (7.2-25)$$

$$f_C(\omega t) = \begin{cases} 1 - \sqrt{3}M \sin \omega t & (\frac{1}{3}\pi \leq \omega t \leq \pi) \\ 1 + \sqrt{3}M \cos(\omega t + \frac{5}{6}\pi) & (0 \leq \omega t \leq \frac{1}{3}\pi \text{ 或 } \frac{5}{3}\pi \leq \omega t \leq 2\pi) \\ 1 & (\pi \leq \omega t \leq \frac{5}{3}\pi) \end{cases} \quad (7.2-26)$$

DPWMMAX 方式与 DPWMMIN 的特点是类似的, 与直接限幅的调制方式相比较也存在类似的优点, 这里不再重复讨论。

4.3.2 PSPWM 调制策略下的故障重构

相移载波 PWM (PSPWM) 调制也是一种被广泛应用于多电平变流器中的调制策略, 尤其是在级联型多电平变流器中。对于一个 n 电平的级联型桥臂, 采用 PSPWM 调制策略可以消除低于 $(n-1)$ 次载波频率的谐波群。PSPWM 调制方式应用于级联型多电平等拓扑时, 同样也可以按照任何顺序将脉冲序列分配给各个基本单元, 这个特点同样给故障状态下的重构带来方便。

对于每个单元来说, 其输出电平与它的调制信号有确定的关系, 比如对于用正弦波 $f(\omega t) = M \sin \omega t$ 作为调制信号, 幅度为 1 的三角波作为载波, 用平均状态模型可以推导输出和调制信号的关系。对于图 7.2-61 所示的五电平级联型拓扑, 当载波频率远高于调制波频率时, 只考虑直流量和基波频率的成分, 相对于与其相连的直流电压源的负端, 正常工作状态下各个基本单元的输出分别为

$$\begin{aligned} U_a(\omega t) &= \frac{U_{dc}}{2} (1 + M \sin \omega t) \\ U_b(\omega t) &= -\frac{U_{dc}}{2} (1 - M \sin \omega t) \\ U_c(\omega t) &= \frac{U_{dc}}{2} (1 + M \sin \omega t) \\ U_d(\omega t) &= -\frac{U_{dc}}{2} (1 - M \sin \omega t) \end{aligned} \quad (7.2-27)$$

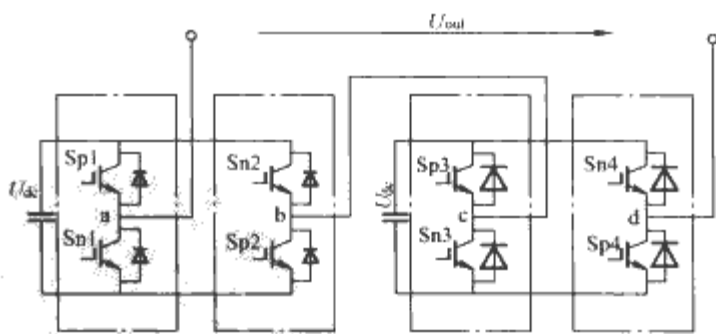


图 7.2-61 五电平级联型拓扑单桥臂电路

四个模块的输出电压综合起来为

$$\begin{aligned} U_{out}(\omega t) &= U_a(\omega t) - U_b(\omega t) + U_c(\omega t) - U_d(\omega t) \\ &= 2MU_{dc} \sin \omega t \end{aligned} \quad (7.2-28)$$

式 (7.2-28) 就是相电压的电压基波表达式, 对于通用型拓扑和飞跨电容型拓扑, 容易得到同样的单相输出电压基波的表达式。这样可以得到它们线电压基波表达式为 (以 AB 相为例)

$$U_{AB}(\omega t) = 2\sqrt{3}MU_{dc} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (7.2-29)$$

当且仅当有一个开关管发生第一类故障时, 容易得到故障相输出电压基波表达式为

$$U_{\text{out}}(\omega t) = -\frac{1}{2}U_{\text{dc}} + \frac{3}{2}MU_{\text{dc}}\sin\omega t \quad (7.2-30)$$

同样, 当且仅当有一个开关管发生第二类故障时, 容易得到故障相的输出电压基波表达式为

$$U_{\text{out}}(\omega t) = \frac{1}{2}U_{\text{dc}} + \frac{3}{2}MU_{\text{dc}}\sin\omega t \quad (7.2-31)$$

对于整个输出电压来说, 每个基本单元的地位和“贡献”是没有任何差别的, 因此, 在故障发生时的处理比较方便。当检测电路发现某相发生了故障后, 先判断故障类型, 然后将故障类型信息通过通信接口传送到其他单元。其他各相接收到故障类型后可以通过控制门极信号来模拟故障相的状态, 产生一个和故障相形状一样的电压 (保持基波相位互差 120° 的关系), 比如当 A 相的某个基本单元发生了第一类故障后, 可以将 B、C 两相中各一个单元的正开关管保持常断且负开关管保持常通的状态; 当 A 相的某个基本单元发生了第二类故障后, 可以将 B、C 两相中各一个单元的正开关管保持常通且负开关管保持常断状态。通过这样的控制信号重构之后, 可以得到线电压基波表达式为 (以 AB 相为例)

$$U_{\text{AB}}(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2}mU_{\text{dc}}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (7.2-32)$$

和正常时的相比较, 输出线电压的幅值减小到了原来的 $3/4$, 这和降低电平数的效果输出是一致的, 当一个单元发生故障时, 等效于每相的电平数由五电平降低到四电平。

考虑一般情况, 对于一个每相为 k 电平的级联型电路, 如果三相分别有 i_a, i_b, i_c ($i_a, i_b, i_c < k-1$) 个桥臂发生第一类故障, 有 j_a, j_b, j_c ($j_a, j_b, j_c < k-1$) 个桥臂发生第二类故障, 即

$$\begin{aligned} i &= \max\{i_a, i_b, i_c\} \\ j &= \max\{j_a, j_b, j_c\} \end{aligned} \quad (7.2-33)$$

则综合起来最大的能作出贡献的电平数为 $k - (i + j)$, 可以得到输出线电压为

$$U_{\text{line-line}}(\omega t) = \frac{\sqrt{3}(k-i-j-1)}{2}MU_{\text{dc}}\sin\omega t \quad (7.2-34)$$

第3章 交—直多电平整流器

近年来,人们对电力电子装置的电压等级和功率等级的要求不断提高,多电平变流器作为顺应这一潮流的一种解决方案,正受到越来越多的关注,应用范围越来越广。与此同时,随着电力电子装置的大量普及使用,其对电网的谐波污染成为一个日趋严重的问题。为减少交流侧输入电流的谐波或提高功率因数,从而减小电力电子装置对供电电网的干扰,可采用多重化整流电路,即按照一定的规律将两个或多个相同结构的整流电路进行组合而得。另一方面,世界各国都对电力电子装置的功率因数制定了严格的标准,可以通过采用合适的功率因数校正(PFC)电路来提高装置的功率因数。本章主要介绍多重化整流电路和多电平功率因数校正电路。

1 多重化整流电路

多重化技术又叫多脉(多脉冲,多相,多波)整流技术,它可以显著地降低对电网的谐波干扰,提高电能质量。

1.1 三相12脉整流

若整流变压器一次侧接成星形联结,二次侧有两个绕组,分别接成星形和三角形,其线电压相等,容量也相等。同时供给两个整流器,两整流器的功率相同。

星形联结绕组的二次侧负载整流桥,反映到变压器一次侧的电流 i_Y 为

$$i_Y = \frac{2\sqrt{3}}{\pi M} I_d \left(\sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t - \dots \right) \quad (7.3-1)$$

三角形联结绕组的二次侧负载,反映到一次侧电流 i_{Δ} 为

$$i_{\Delta} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi M} I_d \left(\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \dots \right) \quad (7.3-2)$$

则变压器一次侧的总电流

$$\begin{aligned} i_{Y\Delta} &= i_Y + i_{\Delta} \\ &= \frac{4\sqrt{3}}{\pi M} I_d \left(\sin\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \frac{1}{23}\sin 23\omega t + \frac{1}{25}\sin 25\omega t + \dots \right) \end{aligned} \quad (7.3-3)$$

即除了基波电流之外,还有 $12l \pm 1$ 次谐波存在,称为12脉整流电路。它与6脉整流电路相比较,谐波电流减少了5,7,17,19等次,明显地降低了谐波。从图7.3-1所示的电流波形图,也可以看出 $i_{Y\Delta}$ 的波形比 i_Y 或 i_{Δ} 更接近正弦波形。

1.2 三相多脉整流和多脉整流变压器的设计

1.2.1 三相24脉整流

如果用两个12脉整流器,互差 $360^\circ/24 = 15^\circ$,则每周期中 u_d 有24次脉动,可以证明谐波次数 $k = 24l \pm 1$ 。12脉

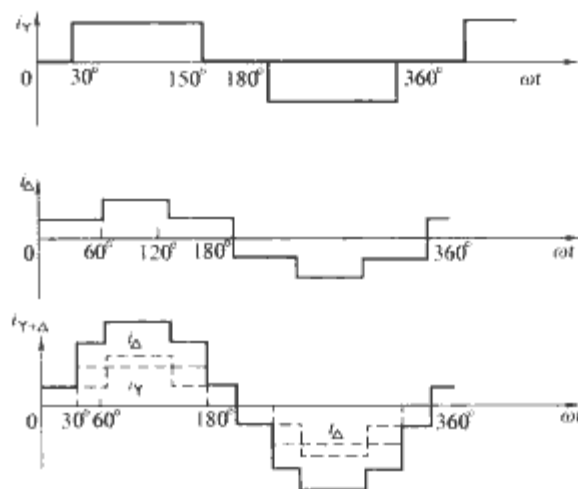


图 7.3-1 Y/YΔ 电流波形

整流由互差 30° 的两个6脉整流桥组成,则24脉整流可由互差 15° 的4个6脉整流桥组成。除了Y和Δ外,还可以用Z形(曲折形)连接在Y的基础上扭转 15° 来得到互差 15° 。例如整流变压器有4个二次绕组,分别接成星形、三角形和Z形(曲折形),其Z形绕组的相量图如图7.3-2所示。

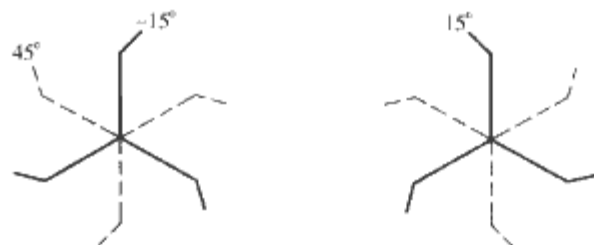


图 7.3-2 12脉整流中Z形绕组的相量图

变压器二次侧的星形和三角形绕组的接法如常规,不再赘述。Z形绕组的接法如图7.3-3所示,图中只画出其中的一相的绕组,其余类推。由于三相平衡时有 $\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C = 0$,所以铁心可以采用三相五柱式,也可以采用三相三柱式。 N_1 绕组匝数为原来Y绕组的 $\sin 45^\circ / \sin 120^\circ$,绕在A相铁心柱上,其感应电动势相量与A相同相,其数值为 $0.7071/0.8660 = 0.8165$,如图7.3-5所示。 N_2 绕组绕在C相铁心柱上,其感应电动势与C相同相,数值为 $0.2588/0.8660 = 0.2989$ 。由于 N_1 绕组尾 a_2 连 N_2 绕组的尾 c_4 ,而 N_1, N_2 绕组的头 a_1 与 c_3 构成输出端点,故 N_2 感应电动势方向与C相反相,串联在 N_1 电动势上,如图7.3-3所示。

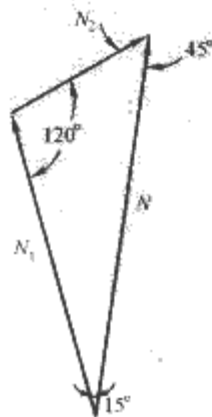


图 7.3-3 Z形联结相量图

由正弦定理

$$\frac{N}{\sin 120^\circ} = \frac{N_1}{\sin 45^\circ} = \frac{N_2}{\sin 15^\circ}$$

$$\text{或 } \frac{1}{0.8660} = \frac{N_1/N}{0.7071} = \frac{N_2/N}{0.2588}$$

所以由三角关系可得,它的合成总电动势幅值与星形绕组相同,而相位比星形绕组的A相滞后 15° ,达到了互差 15° 的目的。其余绕组可依次类推。

扭转 15° 也可以在三角形绕组的基础上延长而得,如图7.3-4中的实线图形,

称为延边三角形联结。在变压器的设计制造时,按照图 7.3-6 的原理接线。其中 a2 a3, b2 b3, c2 c3 接成三角形,负载从 a1b1c1 三端引出。由于 a2 a3 的感应电动势与 a1 a2 的电动势同相并串联,好像 a1 a2 是三角形中的一个边 a2 a3 的延长,如图 7.3-4,所以叫作延边三角形。b 相和 c 相可以和 a 相一样地分析。

今分析其中一相,其相量图如图 7.3-7。

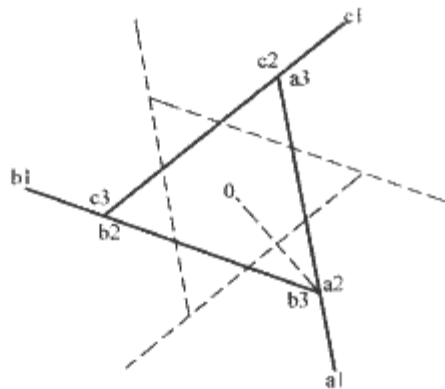


图 7.3-4 延边三角形相量图

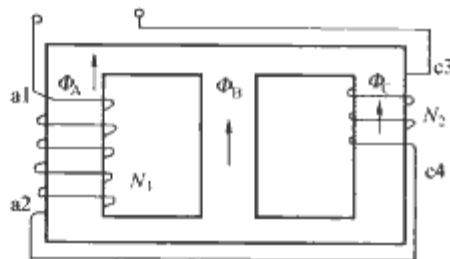


图 7.3-5 Z 形联结的一相接线

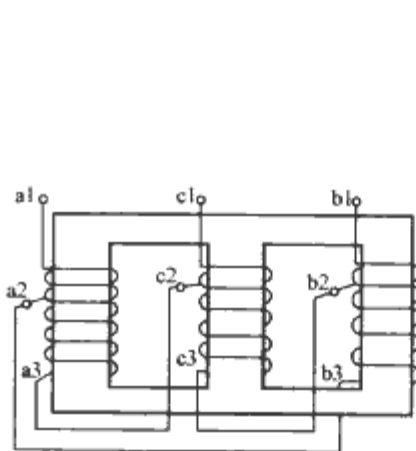


图 7.3-6 延边三角形联结的三相接线

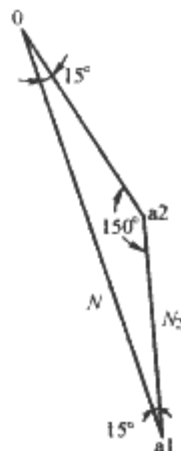


图 7.3-7 延边三角形相量图

由正弦定理

$$\frac{oa1}{\sin 150^\circ} = \frac{a1a2}{\sin 15^\circ}, \text{ 所以 } \frac{N}{\sin 150^\circ} = \frac{N_2}{\sin 15^\circ}$$

已知原来匝数 N , 可以求出 N_2 。此外, $N_1/2 = N_2 \times \sin 60^\circ$, 所以 $a2a3$ 的匝数 $N_1 = \sqrt{3}N_2$ 。

将二次绕组的相量图画在一起如图 7.3-8 所示, 可以看出各绕组输出电压互差 15° , 共 24 组, 组成 24 脉整流, 这种技术又称多重化技术, 或多脉整流。如嫌一台变压器完成多脉整流过于复杂, 也可以用多台变压器完成。

1.2.2 36, 48 脉及更多脉的整流

用类似方法, 利用 Z 形联结或延边三角形联结, 可以使输出电压相位互差 10° , 就成为 36 脉整流, 谐波次数为 $k = 36l \pm 1$ 。若使输出电压相位互差 7.5° , 则

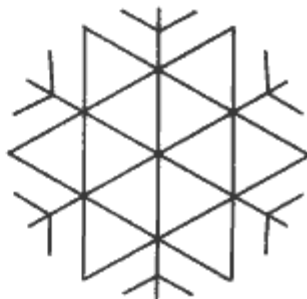


图 7.3-8 24 脉整流

成为 48 脉整流。谐波次数为 $k = 48l \pm 1$, 依此类推。

多脉整流的优点是谐波随着脉数增加而减小, 可用多脉整流的衰减系数 F_d 表示。 F_d 值列于表 7.3-1。谐波值可以在 6 脉谐波的基础上再乘以 F_d 而得。由于 $F_d \leq 1$, 故谐波可以减少。

表 7.3-1 多脉整流的衰减系数 F_d

F_d k	脉数						
	12	24	36	48	72	96	192
1	1	1	1	1	1	1	1
11	1	0	0	0	0	0	0
13	1	0	0	0	0	0	0
23	1	1	0	0	0	0	0
25	1	1	0	0	0	0	0
35	1	0	1	0	0	0	0
37	1	0	1	0	0	0	0
47	1	1	0	1	0	0	0
49	1	1	0	1	0	0	0
...
71	1	1	1	0	1	0	0
73	1	1	1	0	1	0	0
...
95	1	1	0	1	0	1	0
97	1	1	0	1	0	1	0
...
191	1	1	0	1	0	1	1
193	1	1	0	1	0	1	1
...

多脉整流的缺点如下:

1) 整流变压器连接复杂。

2) 以图 7.3-3 的 Z 形联结为例, 由于 $N_1 + N_2 > N$ ($0.2989 + 0.8165 = 1.1154$), 故变压器容量不能充分利用。

随着脉数增加, 优点渐不明显, 而缺点越来越明显, 因此实用上脉数有一限制。

1.3 准多脉整流

由前面分析知, 多脉整流是抑制谐波干扰的有效手段, 其抑制效果可从表 7.3-1 看出。但是 24 脉及 24 脉以上的多脉整流器, 变压器连接复杂, 容量也不能充分利用, 成本高。能不能使变压器不过于复杂, 而抑制谐波的效果又与多脉整流近似? 答案就是用准多脉整流。先以准 24 脉为例说明, 再推广到准 34 脉、准 48 脉等情况。

1.3.1 准 24 脉整流

12 脉整流时, 变压器从电网吸收的电流为

$$i = I(\sin \omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots)$$

考虑触发延迟角为 α 时, 在横坐标轴 ωt 上各延迟 α , 得

$$i = I \left[\sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - \alpha) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - \alpha) + \frac{1}{23} \sin 23(\omega t - \alpha) + \dots \right] \quad (7.3-4)$$

若整流变压器二次侧供应两套 12 脉整流器, 并联供电, 其中一套工作于 $\alpha = 0^\circ$, 另一套工作于 $\alpha = 15^\circ$, 则整流变压器一次侧从电网吸收的合成电流为

$$i = I \left[\sin \omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots + \sin(\omega t - 15^\circ) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - 15^\circ) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - 15^\circ) + \dots \right]$$

$$= I[\sin(\omega t) + \sin(\omega t - 15^\circ)] +$$
$$\frac{1}{11}[\sin 11\omega t + \sin(11\omega t - 165^\circ)] +$$
$$\frac{1}{13}[\sin 13\omega t + \sin(13\omega t - 195^\circ)] +$$
$$\frac{1}{23}[\sin 23\omega t + \sin(23\omega t + 15^\circ)] +$$
$$\frac{1}{25}[\sin 25\omega t + \sin(25\omega t - 15^\circ)] + \dots \quad (7.3-5)$$

其基波电流相量合成如图 7.3-9 所示，其幅值为 $2I\cos 7.5^\circ = 2 \times 0.991\,4I$ 。

11 次谐波相量合成如图 7.3-10 所示，其幅值为 $2I\sin 7.5^\circ = 2 \times 0.130\,5I$ 。依此类推，可得 13、23、25…等次谐波的幅值。将这些数值归纳可得 12、24 和准 24 脉整流的衰减系数，列于表 7.3-2。可见这种整流效果与 24 脉近似，故称准 24 脉整流。其电流波形如图 7.3-11 中实线所示。图中虚线还示出 12 脉时的电流波形图。显然，准 24 脉电流波比 12 脉电流波更接近正弦波。

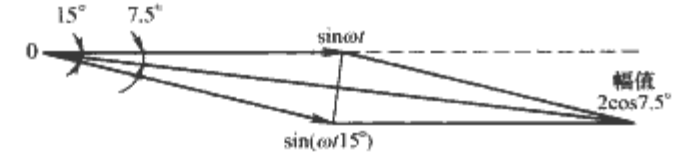


图 7.3-9 基波相量合成

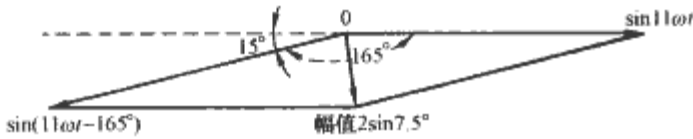


图 7.3-10 11 次谐波相量合成

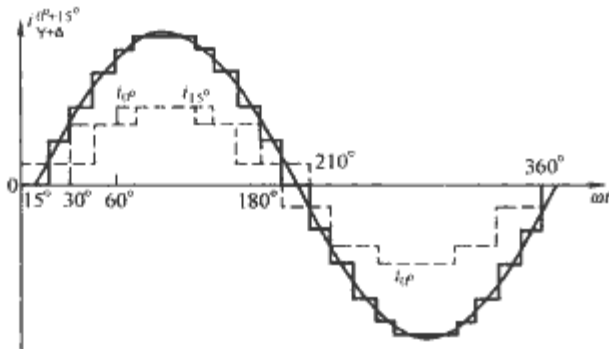


图 7.3-11 Y/Y₀/Y₁₅/△₀/△₁₅ 电流波形

表 7.3-2 多脉和准多脉整流的衰减系数 F_d

k \ 脉数	12	24	准 24
1	1	1	0.991 4
5	0	0	0
7	0	0	0
11	1	0	0.130 5
13	1	0	0.130 5
17	0	0	0
19	0	0	0
23	1	1	0.991 4
25	1	1	0.991 4
29	0	0	0
31	0	0	0
35	1	0	0.130 5
37	1	0	0.130 5
41	0	0	0
43	0	0	0
47	1	1	0.991 4
49	1	1	0.991 4
THD _i /%	14	6.6	6.8

1.3.2 准 36 脉及以上整流

仿照准 24 脉整流，若一台整流变压器二次侧供应三套 12 脉整流器，并联供电。其中一套工作于 $\alpha=0^\circ$ ，第二套工作于 $\alpha=10^\circ$ ，第三套工作于 $\alpha=20^\circ$ ；则整流变压器一次侧向电网吸收的合成电流为

$$i = I \left[\sin \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t + \dots + \right.$$
$$\sin(\omega t - 10^\circ) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - 10^\circ) +$$
$$\frac{1}{13} \sin 13(\omega t - 10^\circ) + \dots + \sin(\omega t - 20^\circ) +$$
$$\left. \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - 20^\circ) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - 20^\circ) + \dots \right] \quad (7.3-6)$$

用类似方法可以得到准 36 脉整流。同样可求出准 36 脉整流的衰减系数，见表 7.3-3。依次类推， α 互差 7.5° 可得准 48 脉整流，其衰减系数也列在表 7.3-3 中。更多脉的准多脉整流也可以用同样方法求得。

表 7.3-3 衰减系数 F_d ， $\alpha=0^\circ$

脉数 F_d k	24	准 24	36	准 36	48	准 48
1	1	0.991 4	1	0.990	1	0.989
11	0	0.130 5	0	0.105	0	0.098
13	0	0.130 5	0	0.095	0	0.086
23	1	0.991 4	0	0.095	0	0.065
25	1	0.991 4	0	0.105	0	0.065
35	0	0.130 5	1	0.990	0	0.086
37	0	0.130 5	1	0.990	0	0.098
47	1	0.991 4	0	0.105	1	0.989
49	1	0.991 0	0	0.095	1	0.989
59	0	0.130 5	0	0.095	0	0.098
61	0	0.130 5	0	0.105	0	0.086
71	1	0.991 4	1	0.990	0	0.065
73	1	0.991 4	1	0.990	0	0.065
THD _i /%	6.6	6.8	4.0	4.2	3.0	3.2

2 单相多电平 PFC 电路

Boost 电路因其输入电流连续，拓扑结构简单，效率高等特点，常被作为单相 PFC 电路拓扑的首选，但因 Boost 电路的升压特性，在 220V 交流输入的情况下，输出电压通常控制在 400V 左右。在升压比例不变的情况下，若输入电压进一步升高，相应的输出电压也会随之上升；或者在输入电压不变的情况下，希望有高的输出电压。这都意味着 Boost 电路中的功率器件需要承受 400V 以上的电压应力，这样，一方面增加了器件的开关损耗和通态损耗；另一方面，当电压升高到一定程度时，给器件的选择带来了困难，特别是以目前的工艺水平，高耐压的功率 MOSFET 管还很稀缺，这在希望高压，高频运行的单相 PFC 电路中成了一个很难解决的矛盾。多电平 Boost 电路，为解决这一矛盾提供了一个很好的途径。

2.1 二极管钳位型 PFC 电路

二极管钳位型三电平 PFC 电路的主电路如图 7.3-12 所示，不同于两电平 Boost 电路，该电路由一个全桥整流电路，两个串联的开关管，两个快恢复续流二极管和一个输入电感组成，输出电容亦由两个串联电容组成，其中性点和两

个开关管的中性点相连,以形成三电平。

为分析方便,这里以“0”和“1”分别表示开关器件的关断和开通,根据 S1 和 S2 的不同开关状态的组合“00”,“01”,“10”,“11”,电路有四种工作模式,如图 7.3-12 所示,在“00”工作模式中,开关管 S1, S2 关断,二极管 VD1, VD2 导通,由于输出电压 U_o 大于输入电压 U_i ,电感电流 i_L 在电压 $U_o - U_i$ 的作用下,线性下降,输出电容 C_1 、 C_2 在同一回路中串联充电,电压 U_{AB} 等于 $U_1 + U_2$ 。在“01”工作模式中,开关管 S1 关断, S2 开通, VD1 导通,此时,如果电容 C_1 上电压 U_1 大于输入电压 U_i ,电感电流 i_L 在电压 $U_1 - U_i$ 的作用下,线性下降;如果电容 C_1 上电压 U_1 小于输入电压 U_i ,电感电流 i_L 在电压 $U_i - U_1$ 的作用下,线性上升;同时电容 C_1 充电, C_2 放电,电压 U_{AB} 等于 U_1 。在“10”工作模式中,开关管 S1 开通, S2 关断, VD2 导通,此时,如果电容 C_2 上电压 U_2 大于输入电压 U_i ,电感电流 i_L 在电压 $U_2 - U_i$ 的作用下,线性下降;如果电容 C_2 上电压 U_2 小于输入电压 U_i ,电感电流 i_L 在电压 $U_i - U_2$ 的作用下,线性上升;同时电容 C_2 充电, C_1 放电,电压 U_{AB} 等于 U_2 。在“11”工作模式中,开关管 S1、S2 开通,二极管 VD1, VD2 截止,电感电流 i_L 在电压 U_i 的作用下,线性上升,输出电容 C_1 、 C_2 在同一回路中串联放电,电压 U_{AB} 等于 0。

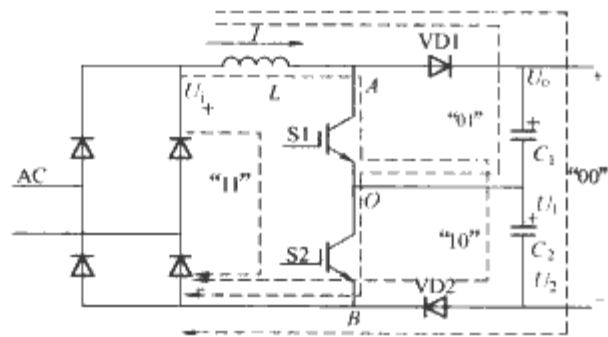


图 7.3-12 单相三电平 PFC 主电路结构

PFC 电路的目的是控制输入电流尽量跟踪输入电压以达到功率因数为 1。较之于两电平 PFC 电路,在三电平 PFC 电路中,由于存在四种工作模式,它们在不同的输入电压条件下,对电感电流的作用是不同的,同时,三电平的产生来源于输出电容 C_1 、 C_2 的分压,因此存在中点电压平衡问题,所以在三电平 PFC 电路的控制中,必须考虑输入电压大小和中点电压平衡这两个附加条件。为分析方便,根据输入电压的大小,将三电平 PFC 电路的工作区域分为以下两部分。

1) $U_i < U_o/2$ 区域。该区域对应图 7.3-13 中的“region2”,此时输入电压 $U_i < U_o/2$,在中性点电压平衡情况下,这意味着电容 C_1 、 C_2 的电压 U_1 、 U_2 均大于输入电压,在这个区域,只有工作模式“11”可以用来增加电感电流,而减小电感电流可以有两种选择,“01”和“10”,但它们对中性点电压的作用是不同的,“01”在减小电感电流的同时,对 C_1 充电,中性点电压下降;“10”在减小电感电流

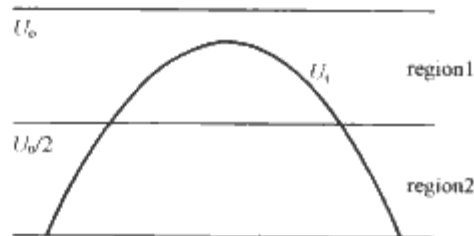


图 7.3-13 单相三电平 PFC 工作区域

的同时,对 C_2 充电,中性点电压上升。至于工作模式“00”,它虽然可以用来减小电感电流,但它不符合三电平变流器工作模式切换的原则,即同一时刻,不能有两个开关同时动作,即不能有“11”→“00”的情况,所以在这个工作区域,不使用“00”工作模式。

2) $U_i > U_o/2$ 区域。该区域对应图 7.3-13 中的“region 1”,此时输入电压 $U_i > U_o/2$,在中性点电压平衡情况下,这意味着电容 C_1 、 C_2 的电压 U_1 、 U_2 均小于输入电压,在这个区域,只有工作模式“00”可以用来减小电感电流,而增加电感电流可以有两种选择,“01”和“10”,同样它们对中性点电压的作用是不同的,“01”在增加电感电流的同时,对 C_1 充电,“10”在增加电感电流的同时,对 C_2 充电。基于同样的原因,工作模式“11”在这一工作区域不使用。

从上面三电平 PFC 电路的原理分析中,可以发现该电路较之于传统的两电平 PFC 电路,有一个显著的优点,即对于相同的输入电感,输入电流纹波可大大降低,证明如下:

考虑在传统的 Boost 电路中,输入电流纹波最大值发生在占空比 $D=0.5$,即输入电压 $U_i=0.5U_o$ 时,此时电流纹波由下式给出

$$\Delta i_{\max} = \frac{U_i}{L} D T_s = \frac{U_o T_s}{4L} \quad (7.3-7)$$

对于三电平 Boost 电路,在“region 1”中,最大电流纹波发生在输入电压 $U_i=0.75U_o$ 时,此时占空比 $D=0.5$,最大电流纹波由下式表示

$$\Delta i_{\max 1} = \frac{U_i - 0.5U_o}{L} D \frac{T_s}{2} = \frac{U_o T_s}{16L} \quad (7.3-8)$$

对于三电平 Boost 电路的工作“region 2”,最大电流纹波发生在输入电压 $U_i=0.25U_o$ 时,此时占空比为 0.5,最大电流纹波由下式表示

$$\Delta i_{\max 2} = \frac{U_i}{L} D \frac{T_s}{2} = \frac{U_o T_s}{16L} \quad (7.3-9)$$

综合式 (7.3-7)、式 (7.3-8) 和式 (7.3-9),可以发现,在三电平 PFC 电路中,输入电流纹波是传统的 Boost 电路的 1/4,即对于相同的电流纹波要求,三电平 PFC 的输入电感量只需传统两电平电路的 1/4,因此,可以大大减小电感体积和损耗。

从上面的分析可以看出,三电平 PFC 电路的控制实际上和两电平 PFC 电路的控制没有本质区别,它的主要目的仍然是输入电流跟踪输入电压,只是由于特殊的电路结构,需在原有的控制逻辑中附加如下两个额外的判断条件

$$\begin{aligned} \text{Lgc1} &= 1 & \text{如果 } (U_i > U_o/2) \\ \text{or } \text{Lgc1} &= 0 & \text{如果 } (U_i < U_o/2) \end{aligned} \quad (7.3-10)$$

$$\begin{aligned} \text{Lgc2} &= 1 & \text{如果 } (U_1 > U_2) \\ \text{or } \text{Lgc2} &= 0 & \text{如果 } (U_1 < U_2) \end{aligned} \quad (7.3-11)$$

这里,逻辑 Lgc1 用来判断工作区域,逻辑 Lgc2 用来控制中性点电压平衡。逻辑 Lgc1、Lgc2 和来自通常的 PFC 闭环控制的逻辑 Lgc0,共同作用,决定 PFC 电路工作模式的选择,见表 7.3-4。

表 7.3-4 工作模式选择逻辑关系

Lgc0	Lgc1	Lgc2	工作模式
0	0	0	01
0	0	1	10
0	1	0	00
0	1	1	00
1	0	0	11

续表

L _{gc0}	L _{gc1}	L _{gc2}	工作模式
1	0	1	11
1	1	0	01
1	1	1	10

由此产生开关管 S1、S2 的门极信号 G₁、G₂，其逻辑关系如式 (7.3-12) 和式 (7.3-13) 所示

$$G1 = \overline{L_{gc1}}L_{gc2} + \overline{L_{gc1}}L_{gc0} + L_{gc2}L_{gc0} \quad (7.3-12)$$

$$G2 = \overline{L_{gc1}}L_{gc2} + \overline{L_{gc1}}L_{gc0} + \overline{L_{gc2}}L_{gc0} \quad (7.3-13)$$

这样就可以得到单相三电平 PFC 电路的控制框图，如图 7.3-14 所示。由图可见，三电平 PFC 电路仍然采用常用的 UC3854 芯片完成 PFC 的电压和电流闭环控制，但它的输出信号并不是直接去驱动开关管，而是作为逻辑 L_{gc0} 与工作区域逻辑 L_{gc1}，以及中性点平衡逻辑 L_{gc2}，按照式 (7.3-12) 和式 (7.3-13) 共同作用产生 S1 和 S2 的门极信号 G₁ 和 G₂，实现三电平 PFC 的功能。

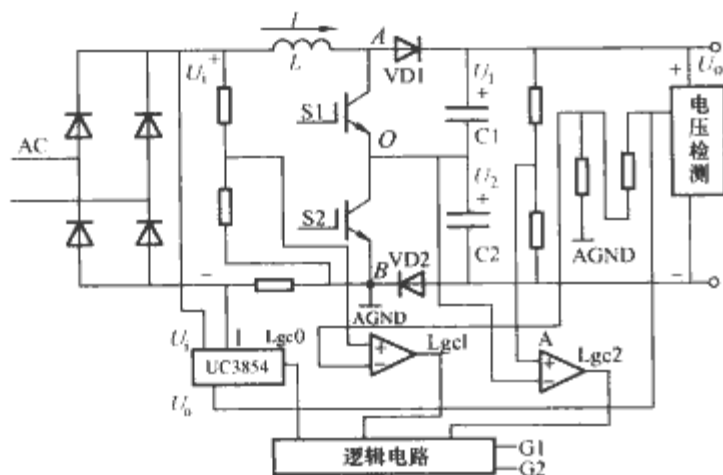


图 7.3-14 单相三电平 PFC 电路控制框图

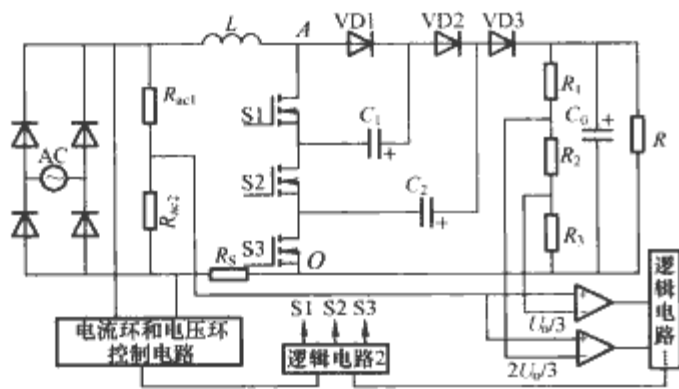


图 7.3-15 四电平功率因数校正变流器拓扑结构图

2.2 飞跨电容型 PFC 电路

在许多单相应用场合，输出功率达到几个千瓦，并且在有些应用场合，输入电压可能相当高，经 Boost 电路后，输出电压会更高，这样三电平功率因数校正电路已经不能满足要求。上节讨论的三电平功率因数校正电路所采用的主电路是二极管钳位式，它在向多电平扩展时，遇到了中性点电位不平衡的问题，所以阻碍了它向多电平的拓展。飞跨电容多电平拓扑结构不存在中性点电位不平衡的问题，因此，利用飞跨电容多电平的拓扑结构研究多电平功率因数校正电路，为解决上述问题提供了一个很好的途径。下面以四电平功率因数校正变流器为例，详细分析其工作原理、运行模式、控制方法以及电路的性能分析。

2.2.1 四电平功率因数校正变流器的拓扑结构

飞跨电容型四电平功率因数校正变流器主电路拓扑和控制电路框图如图 7.3-15 所示，主电路是由一个二极管整流桥，三个功率管 S1、S2、S3，三个二极管 VD1、VD2、VD3，二个飞跨电容 C₁、C₂，一个直流母线电容和一个 Boost 电感组成。四电平功率因数校正变流器分为三个工作区域，两个比较器和 Logic1 电路的作用就是根据输入电压和输出电压的幅值确定当前的工作区域，电压和电流反馈控制电路的作用是使输入电流跟踪输入电压，Logic2 电路的作用是根据当前工作区域的 PWM 控制方法产生 3 路 PWM 信号，这 3 路 PWM 信号之间的相位互差 120°，分别驱动三个功率管。假设输出电压为 U₀，则飞跨电容 C₁ 上的电压为 U₀/3，飞跨电容 C₂ 上的电压为 2U₀/3。为了保持两个飞跨电容 C₁、C₂ 上的电压恒定，必须使飞跨电容 C₁、C₂ 充放电时间相等。

2.2.2 运行模式分析

假设输入电感足够大，保证输入电流连续，电路工作于 CCM 模式；输出电容 C₀ 足够大，使输出电压近似为 U₀，电容 C₁ 上的电压为 U₀/3，电容 C₂ 上的电压为 2U₀/3。下面分析四电平功率因数校正变流器的所有的运行模式，如图 7.3-16 所示。

运行模式 1:

该运行模式的等值电路如图 7.3-16(a) 所示，开关器件 S1、S2、S3 处于关断状态，二极管 VD1、VD2、VD3 导通，输入电感释放电能，协助电网向负载输送电能，并对电容 C₀ 充电。该模式中，电感电流以 (|u_s| - U₀)/L 的斜率下降，电容 C₀ 中的储能增加。该运行模式的状态方程如式 (7.3-14) ~ 式 (7.3-17) 所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} + u_{c0} \quad (7.3-14)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = 0 \quad (7.3-15)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = 0 \quad (7.3-16)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = i_L \quad (7.3-17)$$

运行模式 2:

该运行模式的等值电路图 7.3-16(b) 所示，开关器件 S1 和二极管 VD2、VD3 导通，二极管 VD1、S2、S3 处于关断状态，电感电流协助电网向负载输送电能，同时对飞跨电容 C₁ 进行放电，并对电容 C₀ 充电使其储能增加。该模式中，当整流后的电压 |u_s| 大于 (或小于) 2U₀/3 时，电感电流以 (|u_s| - 2U₀/3)/L 的斜率上升 (或下降)。该运行模式的状态方程如式 (7.3-18) ~ 式 (7.3-21) 所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} + u_{c0} - u_{c1} \quad (7.3-18)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = -i_L \quad (7.3-19)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = 0 \quad (7.3-20)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = i_L \quad (7.3-21)$$

运行模式 3:

该运行模式的等值电路如图 7.3-16(c) 所示，开关器件 S2 和二极管 VD1、VD3 导通，二极管 VD2 和开关器件 S1、

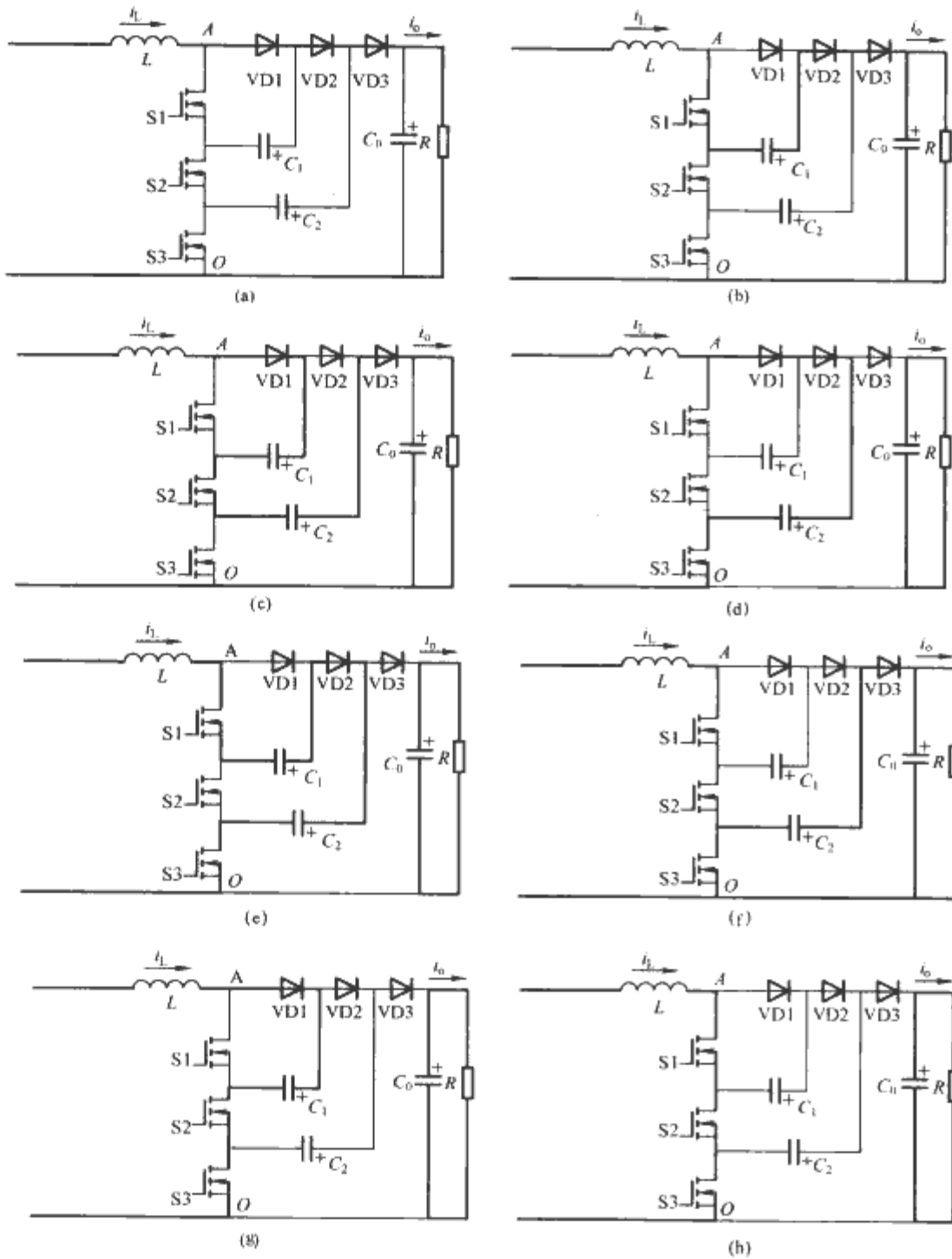


图 7.3-16 四电平功率因数校正电路运行模式分析

(a) 工作模式 1; (b) 工作模式 2; (c) 工作模式 3; (d) 工作模式 4;
(e) 工作模式 5; (f) 工作模式 6; (g) 工作模式 7; (h) 工作模式 8

S3 处于关断状态, 电感电流协助电网向负载输送电能, 同时对飞跨电容 C_1 进行充电, 对 C_2 进行放电, 并对电容 C_0 充电使其储能增加。该模式中, 当整流后的电压 $|u_s|$ 大于 (或小于) $2U_0/3$ 时, 电感电流以 $(|u_s| - 2U_0/3)/L$ 的斜率上升 (或下降)。该运行模式的状态方程如式 (7.3-22) ~ 式 (7.3-25) 所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} + u_{c0} + u_{c1} - u_{c2} \quad (7.3-22)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = i_L \quad (7.3-23)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = -i_L \quad (7.3-24)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = i_L \quad (7.3-25)$$

运行模式 4:

该运行模式的等值电路如图 7.3-16(d) 所示, 开关器件 S3 和二极管 VD1、VD2 导通, 二极管 VD3 和开关器件 S1、S2 处于关断状态, 输出电流靠输出电容 C_0 放电来维持, 电

感电流对飞跨电容 C_2 进行充电。该模式中, 当整流后的电压 $|u_s|$ 大于 (或小于) $2U_0/3$ 时, 电感电流以 $(|u_s| - 2U_0/3)/L$ 的斜率上升 (或下降)。该运行模式的状态方程如式 (7.3-26) ~ 式 (7.3-29) 所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} + u_{c2} \quad (7.3-26)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = 0 \quad (7.3-27)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = i_L \quad (7.3-28)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = 0 \quad (7.3-29)$$

运行模式 5:

该运行模式的等效电路如图 7.3-16(e) 所示, 开关器件 S1、S3 和二极管 VD2 导通, 开关器件 S2 和二极管 VD1、VD3 处于关断状态, 输出电流靠输出电容 C_0 放电来维持, 电感电流对飞跨电容 C_1 进行放电并对飞跨电容 C_2 进行充电。该模式中, 当整流后的电压 $|u_s|$ 大于 (或小于) $U_0/3$ 时, 电感电流以 $(|u_s| - U_0/3)/L$ 的斜率上升 (或下降)。该运行模式的状态方程如式 (7.3-30) ~ 式 (7.3-33) 所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} - u_{c1} + u_{c2} \quad (7.3-30)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = -i_L \quad (7.3-31)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = i_L \quad (7.3-32)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = 0 \quad (7.3-33)$$

运行模式 6:

该运行模式的等效电路如图 7.3-16(f) 所示, 开关器件 S1、S2 和 VD3 导通, 二极管 VD1、VD2 和开关器件 S3 处于关断状态, 电感电流协助电网向负载输送电能, 同时对飞跨电容 C_2 进行放电, 并对电容 C_0 充电使其储能增加。该模式中, 当整流后的电压 $|u_s|$ 大于 (或小于) $U_0/3$ 时, 电感电流以 $(|u_s| - U_0/3)/L$ 的斜率上升 (或下降)。该运行模式的状态方程如式 (7.3-34) ~ 式 (7.3-37) 所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} - u_{c2} + u_{c0} \quad (7.3-34)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = 0 \quad (7.3-35)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = -i_L \quad (7.3-36)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = i_L \quad (7.3-37)$$

运行模式 7:

该运行模式的等效电路如图 7.3-16(g) 所示, 开关器件 S2、S3 和二极管 VD1 导通, 开关器件 S1 和二极管 VD2、

VD3 处于关断状态, 输出电流靠输出电容 C_0 放电来维持, 电感电流对飞跨电容 C_1 进行充电。该模式中, 当整流后的电压 $|u_s|$ 大于 (或小于) $U_0/3$ 时, 电感电流以 $(|u_s| - U_0/3)/L$ 的斜率上升 (或下降)。该运行模式的状态方程如式(7.3-38)~式(7.3-41)所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} + u_{c1} \quad (7.3-38)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = i_L \quad (7.3-39)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = 0 \quad (7.3-40)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = 0 \quad (7.3-41)$$

运行模式 8:

该运行模式的等值电路如图 7.3-16(h) 所示, 开关器件 S1、S2、S3 导通, 二极管 VD1、VD2、VD3 反相截止, 输出电流靠输出电容 C_0 放电来维持, 电感电流以 $|u_s|/L$ 的斜率上升, 电感储能增加。该运行模式的状态方程如式(7.3-42)~式(7.3-45)所示

$$|u_s| = L \frac{di_L}{dt} \quad (7.3-42)$$

$$C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = 0 \quad (7.3-43)$$

$$C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = 0 \quad (7.3-44)$$

$$C_0 \frac{du_{c0}}{dt} + \frac{u_{c0}}{R} = 0 \quad (7.3-45)$$

2.2.3 四电平功率因数校正变流器 PWM 控制方法

如图 7.3-17 所示, 根据整流后输入电压 $|u_s|$ 的幅值和三分之一输出电压 $U_0/3$ 以及三分之二输出电压 $2U_0/3$ 的比较, 将工作范围分为三个区域, 每个区域采用不同的工作模式, 实现 PFC 的功能。当 $2U_0/3 < |u_s|_{\text{peak}} < U_0$ 时, 四电平 PFC 工作在 3 个区域; 当 $U_0/3 < |u_s|_{\text{peak}} < 2U_0/3$ 时, 四电平 PFC 工作在 2 个区域: 区域 I 和区域 II; 当 $0 < |u_s|_{\text{peak}} < U_0/3$ 时, 四电平 PFC 只工作在区域 I。

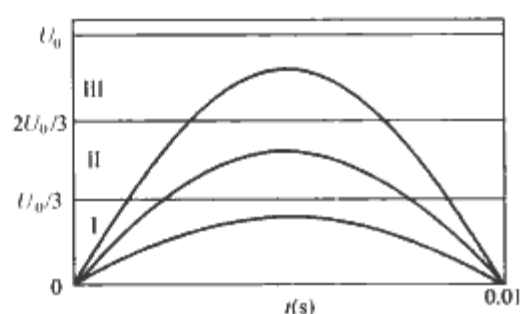


图 7.3-17 四电平 PFC 输入电压和工作区域

区域 I ($|u_s| < U_0/3$):

工作在 I 区时的开关时序及对应的电感电流波形如图 7.3-18 所示, 在这个区域, 有四种运行模式: 模式 5、模式 6、模式 7 和模式 8, 其中只有模式 8 使电感电流增加, 其余三种模式都使电感电流减小, 四种运行模式的次序及对应的开关状态、电感电流、飞跨电容两端的电压见表 7.3-5。四种运行模式中, 模式 5 和模式 7 分别对飞跨电容 C_1 进行放电和充电; 模式 5 和模式 6 分别对飞跨电容 C_2 进行充电和放电。为了使飞跨电容的电压保持平衡, 必须使模式 5、模式 6 和模式 7 的时间相等。

为了表示方便, 在表 7.3-5、表 7.3-6 和表 7.3-7 中, 用

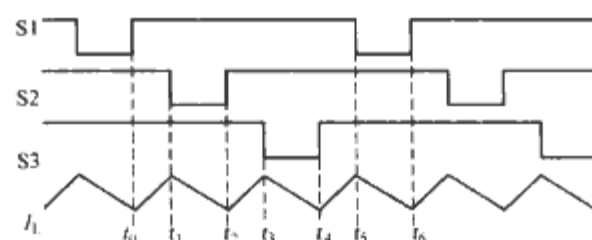


图 7.3-18 工作在 I 区时的开关时序及对应的电感电流波形

“↑”表示电感电流和电容电压的上升, 用“↓”表示电感电流和电容电压的下降, 用“×”表示电感电流或电容电压不发生变化; “ON”和“OFF”表示开关管或二极管的开通和关断。

表 7.3-5 工作在 I 区时的各种运行模式分析

模式	时间	i_L	u_{c1}	u_{c2}	S1	S2	S3	VD1	VD2	VD3
模式 8	$t_0 \sim t_1$	↑	×	×	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
模式 5	$t_1 \sim t_2$	↓	↓	↑	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
模式 8	$t_2 \sim t_3$	↑	×	×	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
模式 6	$t_3 \sim t_4$	↓	×	↓	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
模式 8	$t_4 \sim t_5$	↑	×	×	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
模式 7	$t_5 \sim t_6$	↓	↑	×	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF

区域 II ($U_0/3 < |u_s| < 2U_0/3$):

工作在 II 区时的开关时序及对应的电感电流波形如图 7.3-19 所示, 在这个区域, 有六种运行模式: 模式 2、模式 3、模式 4、模式 5、模式 6 和模式 7, 其中模式 5、模式 6 和模式 7 使电感电流增加, 模式 2、模式 3 和模式 4 三种模式都使电感电流减小, 六种运行模式的次序及对应的开关状态、电感电流、飞跨电容两端的电压见表 7.3-6。六种运行模式中, 模式 3 和模式 7 对飞跨电容 C_1 进行充电, 模式 2 和模式 5 对飞跨电容 C_1 进行放电; 模式 4 和模式 5 对飞跨电容 C_2 进行充电, 模式 3 和模式 6 对飞跨电容 C_2 进行放电。为了使飞跨电容的电压保持平衡, 必须使模式 2、模式 3 和模式 4 的时间相等, 使模式 5、模式 6 和模式 7 的时间相等。

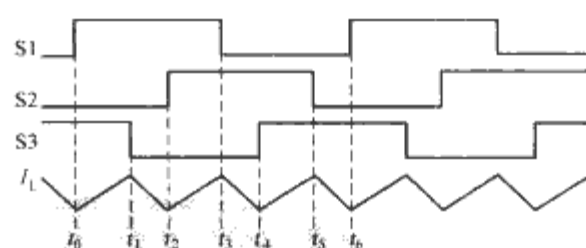


图 7.3-19 工作在 II 区时的开关时序及对应的电感电流波形

表 7.3-6 工作在 II 区时的各种运行模式分析

模式	时间	i_L	u_{c1}	u_{c2}	S1	S2	S3	VD1	VD2	VD3
模式 5	$t_0 \sim t_1$	↑	↓	↑	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
模式 2	$t_1 \sim t_2$	↓	↓	×	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
模式 6	$t_2 \sim t_3$	↑	×	↓	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
模式 3	$t_3 \sim t_4$	↓	↑	↓	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
模式 7	$t_4 \sim t_5$	↑	↑	×	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
模式 4	$t_5 \sim t_6$	↓	×	↑	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF

区域Ⅲ ($|u_s| > 2U_0/3$):

工作在Ⅲ区时的开关时序及对应的电感电流波形如图 7.3-20 所示,在这个区域,有四种运行模式:模式 2、模式 3、模式 4 和模式 1,其中只有模式 1 使电感电流减小,其余三种模式都使电感电流增加,四种运行模式的次序及对应的开关状态、电感电流、飞跨电容两端的电压如表 7.3-7 所示。四种运行模式中,模式 2 和模式 3 分别对飞跨电容 C_1 进行放电和充电;模式 3 和模式 4 分别对飞跨电容 C_2 进行放电和充电。为了使飞跨电容的电压保持平衡,必须使模式 2、模式 3 和模式 4 的时间相等。

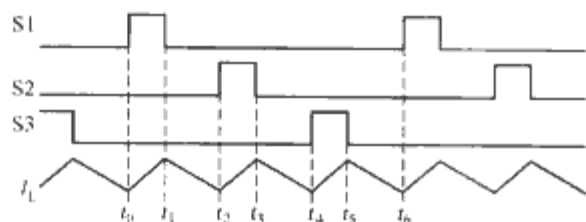


图 7.3-20 工作在Ⅲ区时的开关时序及对应的电感电流波形

表 7.3-7 工作在Ⅲ区时的各种运行模式分析

模式	时间	i_L	u_{c1}	u_{c2}	S1	S2	S3	VD1	VD2	VD3
模式 2	$t_0 \sim t_1$	↑	↓	×	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
模式 1	$t_1 \sim t_2$	↓	×	×	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
模式 3	$t_2 \sim t_3$	↑	↑	↓	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
模式 1	$t_3 \sim t_4$	↓	×	×	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
模式 4	$t_4 \sim t_5$	↑	×	↑	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
模式 1	$t_5 \sim t_6$	↓	×	×	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON

2.2.4 四电平功率校正变流器性能分析

(1) 输入电流纹波。可以证明,在传统两电平 PFC 电路中,输入电流纹波的最大值发生在占空比为 0.5 的时候,也就是输入电压 $U_{in} = 0.5U_0$ 时,此时电流纹波由式 (7.3-46) 表示,即

$$\Delta i_{\max} = \frac{U_{in}}{L} D T_s = \frac{U_0 T_s}{4L} \quad (7.3-46)$$

对于四电平 Boost 功率因数校正变流器,在区域Ⅰ中,最大电流纹波发生在 $U_{in} = U_0/6$,此时占空比为 0.5,最大电流纹波由式 (7.3-47) 表示,即

$$\Delta i_{\max 1} = \frac{U_{in}}{L} D \frac{T_s}{3} = \frac{U_0}{6L} \times \frac{1}{2} \times \frac{T_s}{3} = \frac{U_0 T_s}{36L} \quad (7.3-47)$$

在区域Ⅱ中,最大电流纹波发生在 $U_{in} = U_0/2$,此时占空比为 0.5,最大电流纹波由式 (7.3-48) 表示,即

$$\Delta i_{\max 2} = \frac{U_{in} - U_0/3}{L} D \frac{T_s}{3} = \frac{U_0}{6L} \times \frac{1}{2} \times \frac{T_s}{3} = \frac{U_0 T_s}{36L} \quad (7.3-48)$$

在区域Ⅲ中,最大电流纹波发生在 $U_{in} = 5U_0/6$,此时占空比为 0.5,最大电流纹波由式 (7.3-49) 表示,即

$$\Delta i_{\max 3} = \frac{U_{in} - 2U_0/3}{L} D \frac{T_s}{3} = \frac{U_0}{6L} \times \frac{1}{2} \times \frac{T_s}{3} = \frac{U_0 T_s}{36L} \quad (7.3-49)$$

综合式 (7.3-47)、式 (7.3-48) 和式 (7.3-49),不难看出四电平 PFC 电路的输入电感电流纹波是传统两电平 PFC 电路的 1/9,也就是说,如果输入电流纹波的要求相同,四电平 PFC 电路的输入电感量是传统两电平 PFC 电路的 1/9。

(2) 电路的性能和效率。对于四电平 PFC 电路,可以利用低耐压的器件实现高压输出,每个开关管上所承受的电压是直流输出电压的 1/3,每个二极管所承受的阻断电压也是直流输出电压的 1/3。

在实际应用中,四电平 PFC 电路可以选用电压额定值较小的 MOSFET,和高耐压的 MOSFET 相比,它的导通电阻较小,因此,管子导通时的导通损耗也较小。四电平 PFC 电路中每个二极管所承受的阻断电压也是直流输出电压的 1/3,在低电压下,二极管的反向恢复问题会得到大大改善,减少了反向恢复所带来的问题。

对于相同的电感电流纹波频率,四电平 PFC 电路的每个开关管的开关频率是传统两电平 PFC 电路的 1/3,而且开关管和二极管的电压是直流输出电压的 1/3,因此,开关损耗也相应减少,当开关频率较高时,效果比较明显。

3 三相多电平 PFC 电路

3.1 二极管钳位型多电平整流器的工作原理

图 7.3-21 所示为三相二极管钳位型三电平整流器的主电路拓扑。每相桥臂各由 4 个开关管 ($S_{11} \sim S_{41}$) 和两个钳位二极管 (VD_{11} 、 VD_{21}) 构成,每相钳位二极管的中性点连接到一起。交流侧通过一个电感和电网连接,直流侧由两个电容 C_1 和 C_2 串联组成,其中性点 O 与三对钳位二极管的中性点相连,故中性点电位 U_O 受电流 i_o 的影响而浮动。直流侧的负载以电阻 R_{dc} 和电感 L_{dc} 来等效。当 $U_{dc1} = U_{dc2} = U_{dc}/2$ 时,主开关管 $S_{ai} - S_{bi}$ ($i = a, b, c$) 承受 $U_c/2$ 的电压。通过选择合适的开关状态组合,可使得交流侧线电流 i_a 、 i_b 、 i_c 正弦化,功率因数接近于 1。图 7.3-22 所示为三相二极管钳位型三电平整流器常用的载波调制法,其开关状态见表 7.3-8,其中 (S_{11} , S_{31}) 互补工作, (S_{21} , S_{41}) 互补工作 ($i = a, b, c$)。

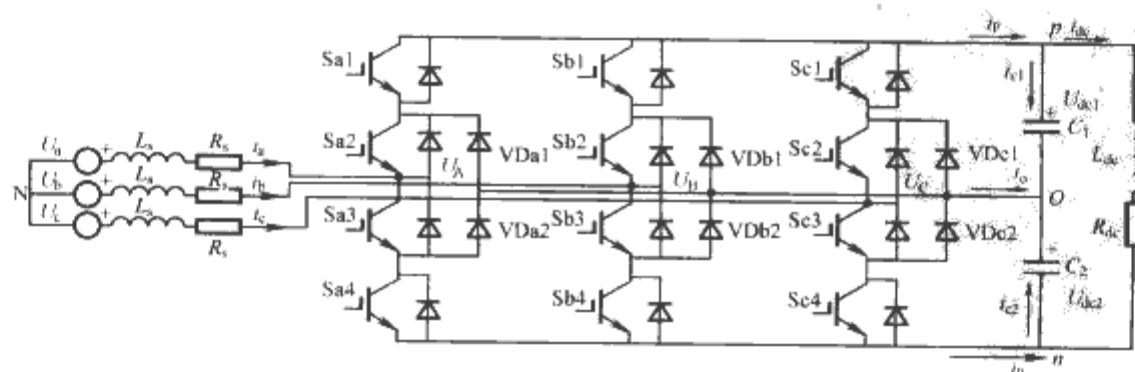


图 7.3-21 二极管钳位型三电平整流器电路拓扑

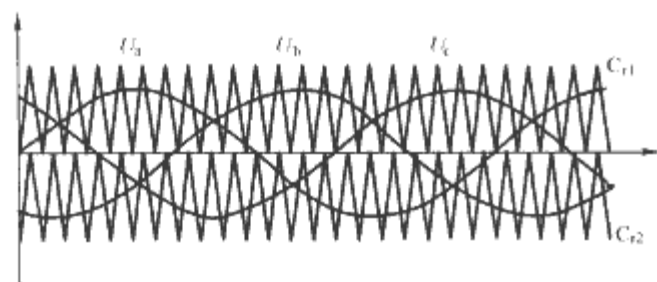


图 7.3-22 二极管钳位型三电平整流器调制方法

表 7.3-8 三相二极管钳位型三电平整流器的开关状态

开关状态	$U_x = +U_c/2$	$U_x = 0$	$U_x = -U_c/2$
S_{i1}	1	0	0
S_{i2}	1	1	0
S_{i3}	0	1	1
S_{i4}	0	0	1

注 表中 $i = a, b, c$, $x = A, B, C$; “1”表示开关器件导通状态, “0”表示开关器件关断状态。

从表中可以看出,三电平整流器的每相桥臂有三种电平开关状态,下面以A相为例进行分析:

1) 当 S_{a1} 、 S_{a2} 导通, S_{a3} 、 S_{a4} 关断时, A 点相对于 O 点的电压为 $|U_{dc1}|$ 。此时, S_{a3} 、 S_{a4} 共同承受 $|U_{dc1}| + |U_{dc2}| = U_{dc}$ 的电压。由于两者具有相同的电路参数,因此, S_{a3} 和 S_{a4} 各承受 $U_{dc}/2$ 的电压。

2) 当 S_{a3} 、 S_{a4} 导通, S_{a1} 、 S_{a2} 关断时, A 点相对于 O 点的电压为 $-|U_{dc2}|$ 。此时, S_{a1} 、 S_{a2} 共同承受 $|U_{dc1}| + |U_{dc2}| = U_{dc}$ 的电压。由于两者具有相同的电路参数,因此 S_{a1} 和 S_{a2} 各承受 $U_{dc}/2$ 的电压。

3) 当 S_{a2} 、 S_{a3} 导通, S_{a1} 、 S_{a4} 关断时, A 点相对于 o 点的电压为 0。此时, S_{a1} 承受的电压为 $|U_{dc1}|$, S_{a4} 承受的电压为 $|U_{dc2}|$ 。当 A 相电流从交流侧流向直流侧时, S_{a3} 和 V_{Da2} 导通, S_{a2} 和 V_{Da1} 关断; 当电流方向相反时, S_{a2} 和 V_{Da1} , S_{a3} 和 V_{Da2} 关断。

与二电平 PWM 整流器相比,三电平 PWM 整流器虽然所用器件较多,但它具有如下优点:

1) 每个功率管所承受的电压应力仅为直流侧电压的 50%, 所以可选用较小容量的开关管来实现。

2) 在同样的开关频率及控制方式下,三电平 PWM 整流器电流谐波远远小于两电平 PWM 整流器。

3) 三电平 PWM 整流器的输入侧电流波形即使在开关频率较低时也能保持一定的正弦度,在相同的开关频率及控制方式下,其电流总畸变率 (THD_i) 要远小于两电平 PWM 整流电路。

为了减少三电平整流器所用开关器件的数量,在无能量回馈的场合, S_{i1} 和 S_{i4} 可以省略,得到图 7.3-23 和图 7.3-24 所示的两种简化拓扑。但是,图 7.3-24 所示的拓扑当扩展到更高电平时,开关器件耐压值不同,如图 7.3-24(b) 中,内侧的两个开关电压应力为 $2U_{dc}/3$,外侧的两个开关电压应力为 $U_{dc}/3$ 。

3.2 三电平 PWM 高频整流器的数学模型

建立数学模型是分析和设计三电平 PWM 高频整流器的基础。基于开关函数的高频数学模型,能真正反映高频整流电路开关状态和高频工作机理。下面将分别建立三电平

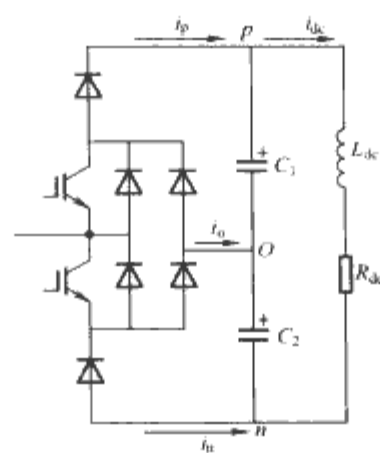
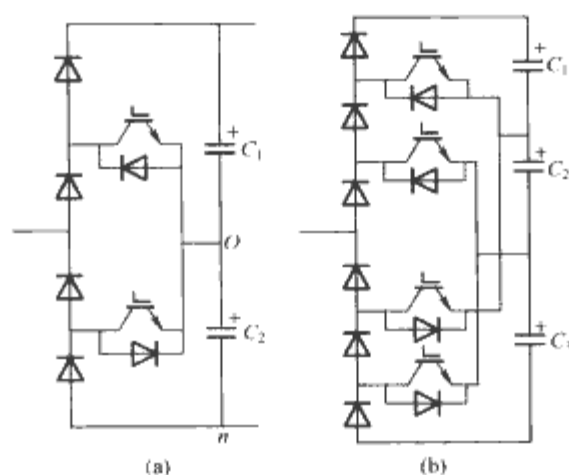


图 7.3-23 简化的二极管钳位整流器的一个桥臂 1


 图 7.3-24 简化的二极管钳位整流器的一个桥臂 2
(a) 三电平; (b) 四电平

PWM 高频整流器在 A、B、C 三相静止坐标下和 DQ 坐标系下的高频数学模型。

3.2.1 A、B、C 三相静止坐标下的高频数学模型

图 7.3-21 所示为工作于整流状态下的三电平变流器电路拓扑,其相应的等效电路如图 7.3-25 所示,定义开关函数如下

$$\sum_{\substack{i \in \{a,b,c\} \\ j \in \{p,o,n\}}} S_{ij} = 3 \quad (7.3-50)$$

$$S_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{如果 } i \text{ 连接到 } j \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7.3-51)$$

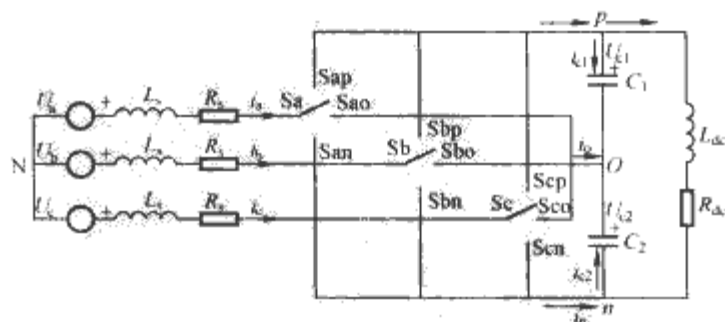


图 7.3-25 工作于整流状态下的三电平变流器等效电路

为方便分析,将开关函数 S_{ij} 按照 a、b、c 三相分为三类: $S_{ap}, S_{ao}, S_{an}; S_{bp}, S_{bo}, S_{bn}; S_{cp}, S_{co}, S_{cn}$, 并且有如下关系成立

$$\begin{aligned} S_{ap} + S_{ao} + S_{an} &= 1 \\ S_{bp} + S_{bo} + S_{bn} &= 1 \\ S_{cp} + S_{co} + S_{cn} &= 1 \end{aligned} \quad (7.3-52)$$

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_a}{dt} &= u_a - R_s i_a - u(S_a, o) - u(o, N) \\ L_s \frac{di_b}{dt} &= u_b - R_s i_b - u(S_b, o) - u(o, N) \quad (7.3-53) \\ L_s \frac{di_c}{dt} &= u_c - R_s i_c - u(S_c, o) - u(o, N) \end{aligned}$$

式中: L_s 为整流器交流输入侧电感; R_s 为整流器交流输入侧等效电阻; u_a, u_b, u_c 为电网三相电压; i_a, i_b, i_c 为三相输入电流; $u(S_a, o); u(S_b, o); u(S_c, o)$ 为整流器三相交流输入端与直流中性点之间电压差; $u(o, N)$ 为直流侧中性点与电网三相电压中性点之间的电压差。

由图 7.3-25, 整流器三相交流输入端电压与直流侧中性点之间的电压差, 可由开关函数表示如下

$$\begin{aligned} u(S_a, o) &= S_{ap} u_{c1} - S_{an} u_{c2} \\ u(S_b, o) &= S_{bp} u_{c1} - S_{bn} u_{c2} \quad (7.3-54) \\ u(S_c, o) &= S_{cp} u_{c1} - S_{cn} u_{c2} \end{aligned}$$

根据 $i_a + i_b + i_c = 0$, 并将式 (7.3-54) 代入式 (7.3-53), 得到 $u(o, N)$ 的表达式

$$\begin{aligned} u(o, N) &= -[u(S_a, o) + u(S_b, o) + u(S_c, o)]/3 + \\ &\quad (u_a + u_b + u_c)/3 \quad (7.3-55) \end{aligned}$$

从而得到

$$\begin{aligned} u(S_a, N) &= [S_{ap} - (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})/3] u_{c1} + \\ &\quad [-S_{an} + (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})/3] u_{c2} + \\ &\quad (u_a + u_b + u_c)/3 \\ u(S_b, N) &= [S_{bp} - (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})/3] u_{c1} + \\ &\quad [-S_{bn} + (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})/3] u_{c2} + \\ &\quad (u_a + u_b + u_c)/3 \\ u(S_c, N) &= [S_{cp} - (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})/3] u_{c1} + \\ &\quad [-S_{cn} + (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})/3] u_{c2} + \\ &\quad (u_a + u_b + u_c)/3 \quad (7.3-56) \end{aligned}$$

在电网电压平衡的情况下, 即 $u_a + u_b + u_c = 0$, 所以

$$u(o, N) = -[u(S_a, o) + u(S_b, o) + u(S_c, o)]/3 \quad (7.3-57)$$

因而, 式 (7.3-56) 变为式 (7.3-58)

$$\begin{aligned} u(S_a, N) &= [S_{ap} - (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})/3] u_{c1} + \\ &\quad [-S_{an} + (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})/3] u_{c2} \\ u(S_b, N) &= [S_{bp} - (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})/3] u_{c1} + \\ &\quad [-S_{bn} + (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})/3] u_{c2} \\ u(S_c, N) &= [S_{cp} - (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})/3] u_{c1} + \\ &\quad [-S_{cn} + (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})/3] u_{c2} \quad (7.3-58) \end{aligned}$$

对直流侧的节点 p 应用基尔霍夫电流定律, 得到

$$i_p = i_{c1} + i_{dc}$$

$$i_p = S_{ap} i_a + S_{bp} i_b + S_{cp} i_c; i_{c1} = C_1 du_{c1}/dt;$$

可以导出:

$$C_1 du_{c1}/dt = S_{ap} i_a + S_{bp} i_b + S_{cp} i_c - i_{dc} \quad (7.3-59)$$

同样, 对节点 n 有

$$i_n = i_{c2} - i_{dc}; i_n = S_{an} i_a + S_{bn} i_b + S_{cn} i_c;$$

$$i_{c2} = -C_2 du_{c2}/dt;$$

可以导出

$$-C_2 du_{c2}/dt = S_{an} i_a + S_{bn} i_b + S_{cn} i_c + i_{dc} \quad (7.3-60)$$

对节点 o 有

$$i_o = -(i_{c1} + i_{c2}); i_o = S_{ao} i_a + S_{bo} i_b + S_{co} i_c;$$

可以导出

$$-(C_1 du_{c1}/dt - C_2 du_{c2}/dt) = S_{ao} i_a + S_{bo} i_b + S_{co} i_c \quad (7.3-61)$$

对整个直流侧回路应用基尔霍夫电压定律, 得到

$$L_{dc} di_{dc}/dt = -R_{dc} i_{dc} + (U_{c1} + U_{c2}) \quad (7.3-62)$$

式中: C_1, C_2 为直流分压电容值 $C = C_1 = C_2$; R_{dc}, L_{dc} 分别为直流侧负载的等效电阻和等效电感值; U_{c1}, U_{c2} 为直流分压电容上的电压; i_{dc} 为直流侧输出电流, i_o 为中性点电流。

综合式 (7.3-53)~式 (7.3-62), 可以得到整流工作状态下的三电平变流器在 A、B、C 三相静止坐标下的高频数学模型, 表示为

$$AdX/dt = BX + CE$$

具体如式 (7.3-63) 所示。

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} L_s di_a/dt \\ L_s di_b/dt \\ L_s di_c/dt \\ C_d U_{c1}/dt \\ C_d U_{c2}/dt \\ L_{dc} di_{dc}/dt \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & \frac{-2S_{ap}+S_{bp}+S_{cp}}{3} & \frac{2S_{an}-S_{bn}-S_{cn}}{3} \\ 0 & -R_s & 0 & \frac{-2S_{ap}+S_{bp}+S_{cp}}{3} & \frac{2S_{an}-S_{bn}-S_{cn}}{3} \\ 0 & 0 & -R_s & \frac{-2S_{ap}+S_{bp}+S_{cp}}{3} & \frac{2S_{an}-S_{bn}-S_{cn}}{3} \\ S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & 0 & 0 \\ -S_{an} & -S_{bn} & -S_{cn} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & +1 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_{dc} \end{Bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{Bmatrix} \quad (7.3-63) \end{aligned}$$

在电网电压平衡的情况下, 有 $U_a + U_b + U_c = 0$, 所以, 矩阵 C 简化为

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (7.3-64)$$

从式 (7.3-63) 给出的高频数学模型可以看出, 每相输入电流都是由三相开关函数共同决定的, 三电平变流器在整流工作状态下是一个相互耦合的多阶非线性时变系统。根据数学模型可得到整流工作状态下三电平变流器, 在 A、B、C 三相静止坐标系下的高频等效电路模型, 如图 7.3-26 所示。

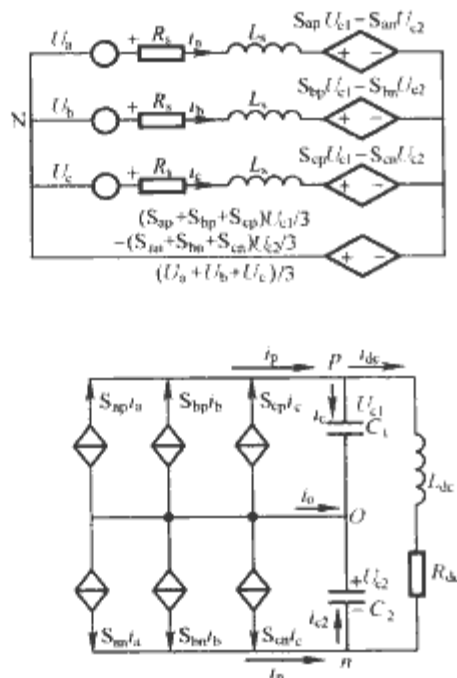


图 7.3-26 三电平变流器整流工作状态下 A、B、C 静止坐标下的等效电路模型

3.2.2 DQ 坐标系高频数学模型

在分析和控制三相系统时, 为了简化模型和便于控制方法的实现, 坐标变换是一种有效和常用的手段。通常的方法是将 A、B、C 三相静止坐标系下的模型变换到 d、q 两相旋转坐标系中。这种变换一般分为两个步骤, 即 A、B、C 三相静止坐标系到 α 、 β 两相静止坐标系的变换和 α 、 β 两相静止坐标系到 d、q 两相旋转坐标系的变换。前者被称为 $T_{3s/2s}$ 变换, 如式 (7.3-65) 所示; 后者被称为 $T_{2s/2r}$ 变换, 如式 (7.3-66) 所示。

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (7.3-65)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (7.3-66)$$

由上两式, 可以得到从 A、B、C 三相静止坐标系到 d、q 两相旋转坐标系的直接变换矩阵 $T_{3s/2r} = T_{2s/2r} T_{3s/2s}$, 如式 (7.3-67) 所示。

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{3s/2r} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (7.3-67)$$

在式 (7.3-65) 式 (7.3-66) 和式 (7.3-67) 中, ω 为 DQ 坐标系的旋转角频率, 并且其初始电角度为 0, 即初始时刻, D 坐标与 A 坐标重合。

为了得到 d、q 两相旋转坐标系下的三电平变流器的高频数学模型, 将式 (7.3-63) 中所有与 A、B、C 三相坐标相关的量都进行 $T_{3s/2r}$ 变换, 即

$$[U_d \ U_q]^T = T_{3s/2r} [U_a \ U_b \ U_c]^T \quad (7.3-68)$$

$$[i_d \ i_q]^T = T_{3s/2r} [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad (7.3-69)$$

$$[S_{dp} \ S_{dq}]^T = T_{3s/2r} [S_{ap} \ S_{bp} \ S_{cp}]^T \quad (7.3-70)$$

$$[S_{dn} \ S_{qn}]^T = T_{3s/2r} [S_{an} \ S_{bn} \ S_{cn}]^T \quad (7.3-71)$$

综合式 (7.3-63) 以及式 (7.3-67)~式 (7.3-71), 并且考虑电网电压平衡的情况, 可以得到整流工作状态下 d、q 两相旋转坐标系下三电平变流器的高频数学模型, 如式 (7.3-72) 所示。

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \\ C \frac{du_{c1}}{dt} \\ C \frac{du_{c2}}{dt} \\ L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega L_s & -S_{dp} & S_{dn} & 0 \\ -\omega L_s & -R_s & -S_{qp} & S_{qn} & 0 \\ S_{dp} & S_{qp} & 0 & 0 & -1 \\ -S_{dn} & -S_{qn} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{c1} \\ u_{c2} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (7.3-72)$$

根据式 (7.3-72) 可以画出电网电压平衡条件下, 整流工作状态下三电平变流器 d、q 两相旋转坐标系的高频等效模型, 如图 7.3-27 所示。由图可见, 经过坐标变换, 对称的三相正弦量变换为 d、q 轴上的恒定直流电压, 同时, 三电平变流器的交流侧相当于两个受 PWM 控制的电压源; 对于直流侧三电平变流器相当于两个受 PWM 控制的电流源, 并且直流侧电容中性点电压受到 PWM 控制的影响。

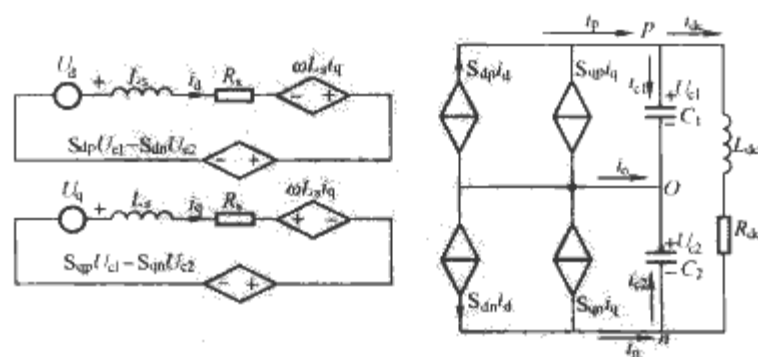


图 7.3-27 三电平变流器整流工作状态下 d、q 两相旋转坐标系的高频等效模型

对于运行于整流状态的三电平变流器, 相当于一个三相 Boost 整流器, 其目标是控制直流侧电压稳定, 同时使交流侧输入电流的电压和电流同相位, 以得到输入功率因数为 1 的目的。由此可得到 DQ 坐标下, 三相三电平整流器的控制框图, 如图 7.3-28 所示。

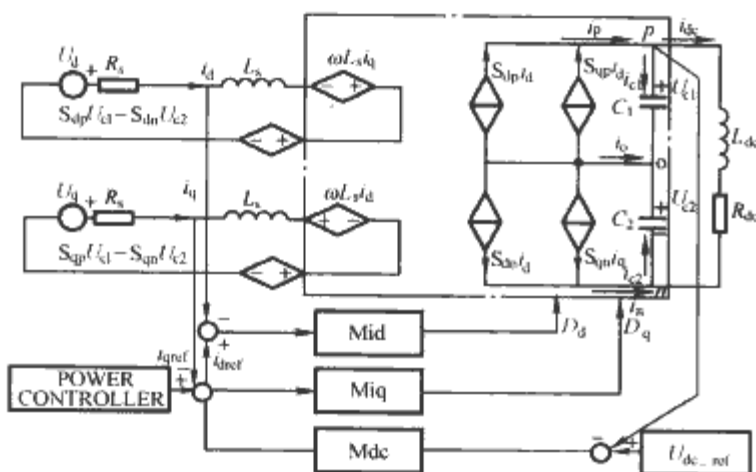


图 7.3-28 DQ 坐标下三相三电平整流器的控制框图

3.3 Vienna 型 PFC 电路

虽然二极管钳位型三电平 PWM 整流电路具有便于双向功率流控制，功率因数控制方便等优点，但该电路有以下一些不足之处：

- 1) 需要大量钳位二极管。
- 2) 每桥臂内外侧功率器件的导通时间不同，造成负荷不一致。
- 3) 存在直流分压电容电压不平衡问题。
- 4) 其开关器件较多，开关损耗大，控制复杂。

通过对二极管钳位型三电平整流器的改进和发展，得到三相三开关三电平 Boost 型 PWM 整流器（Vienna 整流器）。该电路因所需开关器件少、电路简单、开关损耗小等优点而很具有吸引力。

3.3.1 Vienna 整流器的工作原理

图 7.3-29 所示为 Vienna 整流器的两个主电路结构，结构 (b) 与结构 (a) 相比，其导损耗较大，但是结构 (b) 中的二极管及其他开关器件仅承受输出直流电压的一半，并且一般情况下，二极管的电压越高，反向恢复时间较长，因此，图 (b) 的电路更适合应用于高频 PWM 整流。

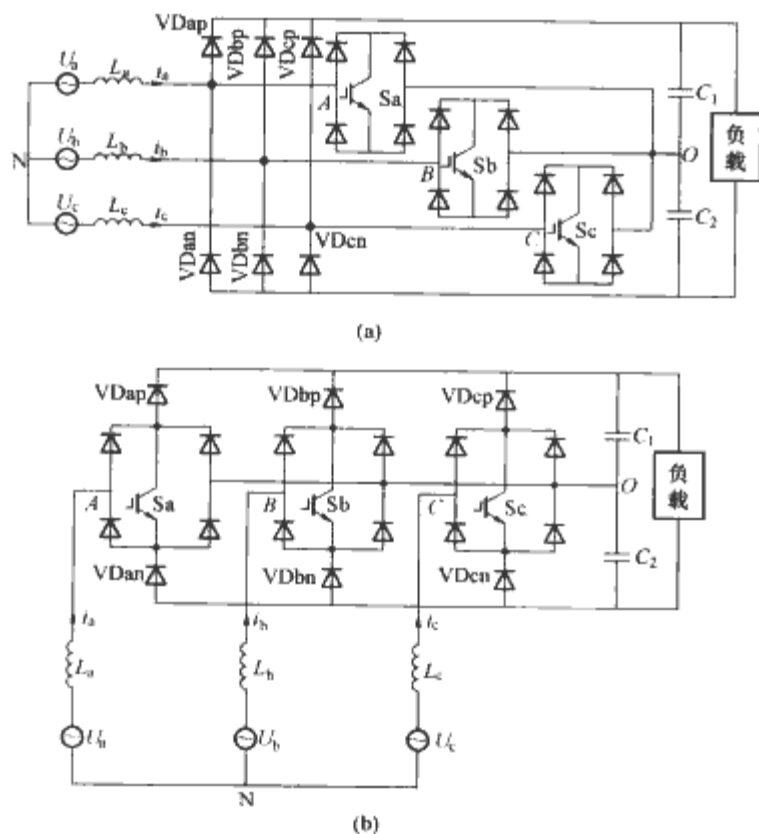


图 7.3-29 Vienna 整流器的主电路结构

- (a) Vienna 整流器的主电路结构 1；
- (b) Vienna 整流器的主电路结构 2

在图 7.3-29(b)所示的 Vienna 整流器主电路结构中，每相有一个由全控开关器件（\$S_a, S_b, S_c\$）和四个二极管组成的双向开关，交流侧通过一个电感和电网连接，直流侧由两个输出滤波电容 \$C_1\$ 和 \$C_2\$ 串联组成，每个开关管的电压应力是输出电压的一半。这种拓扑既可以工作在 DCM 方式也可以工作在 CCM 方式。

Vienna 整流器单相桥臂的工作过程如下：

- 1) 当 \$i > 0\$ 开关管 \$S\$ 导通时，电流 \$i\$ 沿 \$VD_1, S, VD_4\$ 流向直流中性点 \$O\$，如图 7.3-30 (a) 中粗实线所示。
- 2) 当 \$i > 0\$，开关管 \$S\$ 关断时，电流 \$i\$ 沿 \$VD_1, VD_p\$ 流向直流输出正端，如图 7.3-30 (b) 中粗实线所示。
- 3) 当 \$i < 0\$，开关管 \$S\$ 导通时，电流 \$i\$ 由中性点 \$O\$ 沿 \$VD_2, S, VD_3\$ 流向电感，如图 7.3-30 (c) 中粗实线所示。
- 4) 当 \$i < 0\$，开关管 \$S\$ 关断时，电流 \$i\$ 由直流输出负端沿 \$VD_n, VD_3\$ 流向电感，如图 7.3-30 (d) 中粗实线所示。

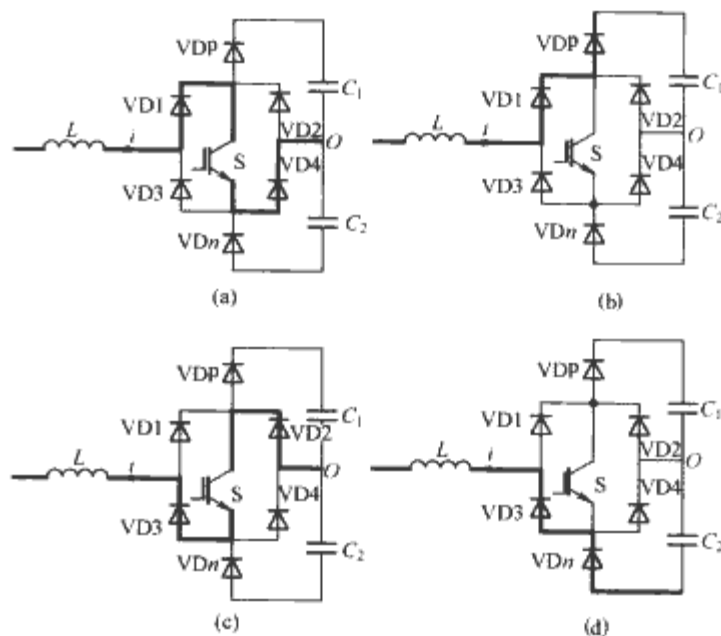


图 7.3-30 Vienna 整流器一相桥臂的工作情况

- (a) \$i > 0, S\$ 导通；(b) \$i > 0, S\$ 关断；
- (c) \$i < 0, S\$ 导通；(d) \$i < 0, S\$ 关断

每一相的开关管都有导通和关断两种状态，若以 \$S=1\$ 表示导通状态，\$S=0\$ 表示关断状态，则三个开关管共有 \$2^3=8\$ 种工作状态，即 \$S_a S_b S_c = (000), (001), (010), (011), (100), (101), (110), (111)\$。设三相输入电压为

$$\begin{cases} u_a = U_N \cos \omega t \\ u_b = U_N \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c = U_N \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (7.3-73)$$

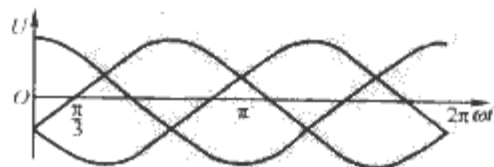


图 7.3-31 三相输入电压波形

三相电压波形如图 7.3-31 所示。下面以 \$0 \leq \omega t \leq \pi/3\$ 为例说明电路的工作情况。在此区间，\$u_a > 0, u_b < 0, u_c < 0\$，设直流输出端电压为 \$U_o\$，\$C_1\$ 和 \$C_2\$ 两端电压相等，即 \$U_{o1} = U_{o2} = U_o/2\$，则 8 种工作模式分别如下：

模式 0 (000)：开关管 \$S_a, S_b, S_c\$ 关断，A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (b)、(d)、

(d), 所以电压 $u_{AO}=U_o/2$, $u_{BO}=-U_o/2$, $u_{CO}=-U_o/2$ 。

模态 1 (001): 开关管 Sa、Sb 关断, Sc 开通, A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (b)、(d)、(c), 所以电压 $u_{AO}=U_o/2$, $u_{BO}=-U_o/2$, $u_{CO}=0$ 。

模态 2 (010): 开关管 Sa、Sc 关断, Sb 开通, A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (b)、(c)、(d), 所以电压 $u_{AO}=U_o/2$, $u_{BO}=0$, $u_{CO}=-U_o/2$ 。

模态 3 (011): 开关管 Sa 关断, Sb、Sc 开通, A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (b)、(c)、(c), 所以电压 $u_{AO}=U_o/2$, $u_{BO}=0$, $u_{CO}=0$ 。

模态 4 (100): 开关管 Sa 开通, Sb、Sc 关断, A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (a)、(d)、(d), 所以电压 $u_{AO}=0$, $u_{BO}=-U_o/2$, $u_{CO}=-U_o/2$ 。

模态 5 (101): 开关管 Sa、Sc 开通, Sb 关断, A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (a)、(d)、(c), 所以电压 $u_{AO}=0$, $u_{BO}=-U_o/2$, $u_{CO}=0$ 。

模态 6 (110): 开关管 Sa、Sb 开通, Sc 关断, A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (a)、(c)、(d), 所以电压 $u_{AO}=0$, $u_{BO}=0$, $u_{CO}=-U_o/2$ 。

模态 7 (111): 开关管 Sa、Sb、Sc 开通, A、B、C 三个桥臂的工作情况分别对应于图 7.3-30 中的 (a)、(c)、(c), 所以电压 $u_{AO}=0$, $u_{BO}=0$, $u_{CO}=0$ 。

其他扇区的工作模态可按照相同的分析得到。由以上分析可以看出, u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 不仅与开关状态有关, 还与电流的方向有关, 它们具有 $U_o/2$ 、0、 $-U_o/2$ 三个值, 所以

网端电压可得到接近正弦的三电平阶梯波。

3.3.2 Vienna 整流器的优缺点

优点:

(1) 开关管电压应力只是输出电压的一半, 用于中等功率场合时, 快速恢复的功率开关管如 MOSFET 等就可以使用。

(2) 拓扑简单, 只有三个开关, 因而开关损耗小, 效率高。

(3) 通过简单的控制可以使输出中性点电压稳定, 一相驱动电路失效不会导致输出电路的短路。

(4) 其三电平特性使输入电流的纹波、传导干扰、共模干扰小。

缺点:

(1) 能量只能单向流动。

(2) 存在直流分压电容电压不平衡问题。

3.3.3 Vienna 整流器的应用范围

Vienna 整流器的应用领域比较广泛, 可以用于以下方面:

(1) 通信电源。

(2) 不间断电源 UPS。

(3) AC 驱动系统的输入级。

(4) 工业应用 (焊接电流源的输入级, 等离子电源, 激光电源等)。

(5) 任何控制输出电压输入电流为正弦且无能量反馈回电网的系统。

第4章 直—交三电平变流器

三电平 (Three-Level, TL) 直流变流器 (以下称 TL 变流器) 可以分为非隔离型和隔离型两类。非隔离型 TL 变流器包括 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、Sepic 和 Zeta 6 种, 隔离型 TL 变流器包括正激、反激、推挽、半桥、复合全桥和全桥六种。除复合全桥 TL 变流器外, 其余 11 种变流器都与其两电平变流器一一对应。在这些 TL 变流器中, 正激 TL 变流器实质上就是我们熟知的双管正激变流器; 反激 TL 变流器的工作原理与传统的两电平反激变流器类似; 推挽 TL 变流器与全桥变流器相比, 所用的开关管数量一样, 开关管的电压应力一样, 而前者的电路结构比后者要复杂一些, 因此, 本章对这 3 种变流器不作分析。

1 非隔离型 TL 变流器

1.1 Buck TL 变流器

1.1.1 电路拓扑和控制方法

图 7.4-1 给出了 Buck TL 变流器的主电路, 其中 C_{d1} 和 C_{d2} 为分压电容, 其容量很大且相等, 电压均为输入电压 U_{in} 的一半。S1、S2 是开关管, VD1 和 VD2 是续流二极管, L_f 是滤波电感, C_f 是滤波电容, R_{ld} 是负载。S1 和 S2 交错工作, 其驱动信号相差 180° 相角。

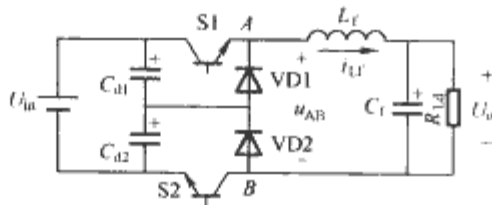


图 7.4-1 Buck TL 变流器

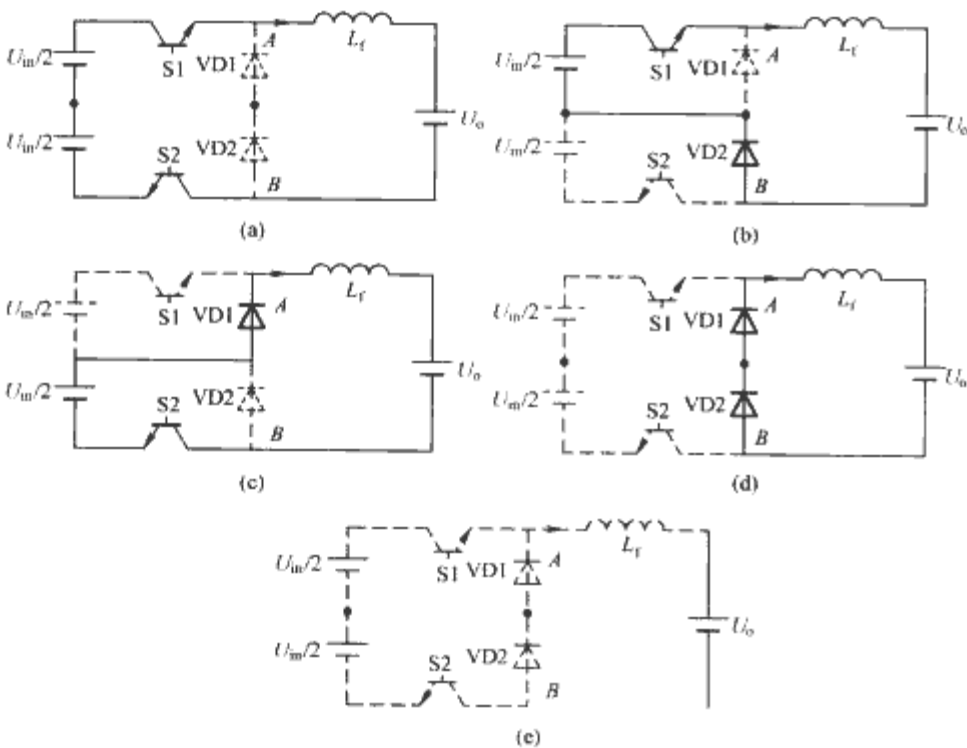


图 7.4-2 不同开关模式的等效电路

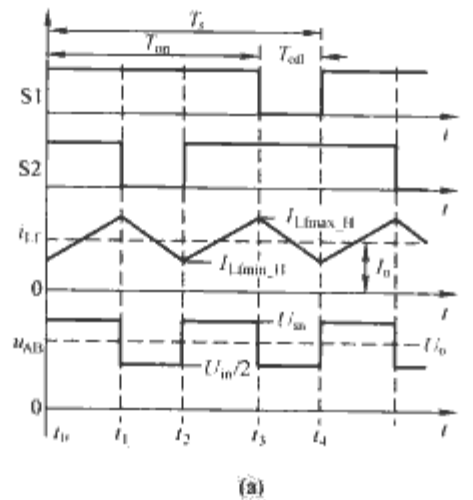
(a) S1 和 S2 同时导通; (b) S1 导通, S2 关断; (c) S2 导通, S1 关断;
(d) S1 和 S2 同时关断; (e) 电感电流等于零

1.1.2 工作原理

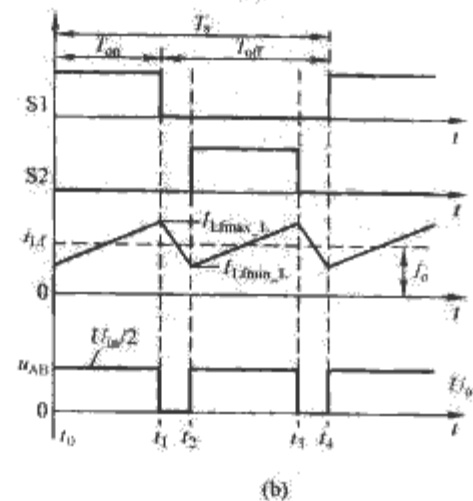
图 7.4-2 给出了 Buck TL 变流器不同开关模式的等效电路, 当开关管的占空比 D 大于 0.5 和小于 0.5 时, 变流器工作模式有所不同, 下面分别加以分析。在分析之前, 作如下假设: ① 所有开关管、二极管、电感、电容均为理想器件和元件; ② $C_{d1} = C_{d2}$ 且足够大, 均分输入电压, 可以看成两个电压为 $U_{in}/2$ 的电压源; ③ 输出电容足够大, 等效为电压源 U_o 。

当 $D \geq 0.5$ 时, 其主要波形如图 7.4-3(a) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段 [如图 7.4-2(a) 所示], S1 和 S2 同时导通, A、B 两点间电压为输入电压 U_{in} , VD1 和 VD2 上的电压为 $U_{in}/2$, 滤波电感 L_f 的电流 i_{Lf} 线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段 [如图 7.4-2(b) 所示], S2 截止, VD2 导通, $u_{AB} = U_{in}/2$, S2 和 VD1 上电压为 $U_{in}/2$, i_{Lf} 线性下降。在 $[t_2, t_3]$ 时段与 $[t_0, t_1]$ 时段一样。在 $[t_3, t_4]$ 时段 [如图 7.4-2(c) 所示], S1 截止, VD1 导通, 其工作情况与 $[t_1, t_2]$ 时段类似, 这里不再赘述。

当 $D < 0.5$ 时, 变流器的主要波形如图 7.4-3(b) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段 [如图 7.4-2(b) 所示], S1 和 VD2 导通, $u_{AB} = U_{in}/2$, S2 和 VD1 上的电压为 $U_{in}/2$, i_{Lf} 线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段 [如图 7.4-2(d) 所示], S1 截止, VD1 和 VD2 导通, $u_{AB} = 0$, S1、S2 两端电压均为 $U_{in}/2$, i_{Lf} 线性下降。在 $[t_2, t_3]$ 时段 [如图 7.4-2(c) 所示], S2 和 VD1 导通, 其



(a)



(b)

图 7.4-3 电感电流连续时 Buck TL 变流器的主要波形
(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

工作情况与 $[t_0, t_1]$ 时段类似; $[t_3, t_4]$ 时段与 $[t_1, t_2]$ 时段一样。

如果滤波电感较小或负载较轻,滤波电感电流将会断续,如图7.4-4所示。

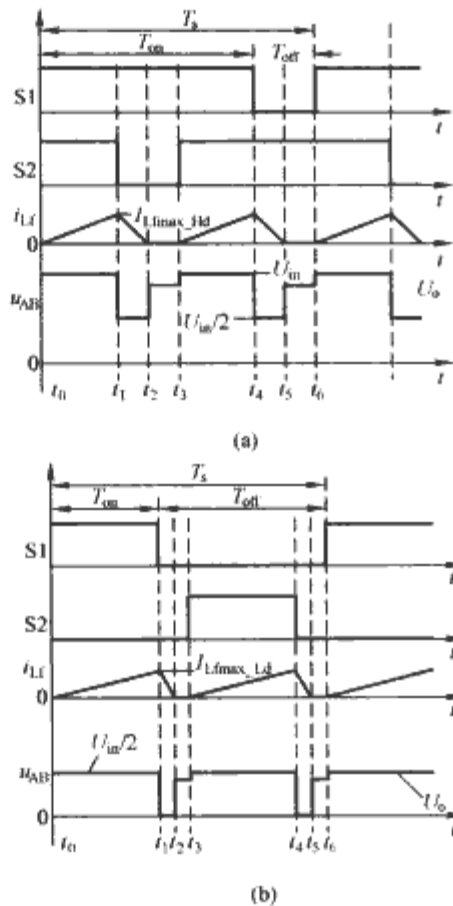


图 7.4-4 电感电流断续时 Buck TL 变流器的主要波形
(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

1.1.3 Buck TL 变流器的外特性

在恒定占空比下,变流器的输出电压与输出电流的关系 $U_o = f(I_o) | D$ 称为它的外特性。当电感电流连续时

$$U_o / U_{in} = D \quad (7.4-1)$$

式中: $D = T_{on} / T_s$; T_{on} 为开关管的导通时间, T_s 为开关周期。它与基本的 Buck 变流器完全一样。

当电感电流断续时,则有

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \begin{cases} \frac{1}{2 + \frac{I_o}{8I_{G_max} D^2}} & (D < 0.5) \\ 1 + \frac{I_o}{8I_{G_max} (2D-1)^2} & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-2)$$

式中: I_{G_max} 为临界连续电流最大值, $I_{G_max} = \frac{U_{in} T_s}{32L_f}$ 。

根据式(7.4-2),图7.4-5给出了 Buck TL 变流器的外特性曲线。其中,曲线 A 为电感电流临界连续曲线,曲线 A 左边为电流断续区,右边为电流连续区。

1.1.4 Buck TL 变流器的优点

(1) 电压应力。从前面的分析可知, Buck TL 变流器的开关管和续流二极管的电压应力仅为输入电压的一半,与 Buck 变流器相比,开关管和续流二极管的电压应力均降低一半。

(2) 滤波电感。Buck 变流器的电感电流脉动值标幺值为

$$\Delta I_{Lf_Buck} = \begin{cases} 4D(1-D) & (U_{in} \text{ 恒定时}) \\ 1-D & (U_o \text{ 恒定时}) \end{cases} \quad (7.4-3)$$

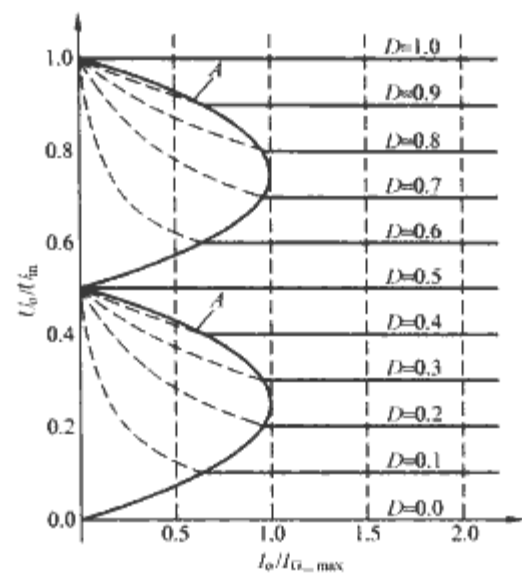


图 7.4-5 Buck TL 变流器的外特性

对于 Buck TL 变流器而言,当输入电压 U_{in} 恒定和输出电压 U_o 恒定时,其电感电流的脉动值标幺值分别为

$$\Delta I_{Lf_Buck_TL-1} = \begin{cases} 2D(1-2D) & (D < 0.5) \\ 2(1-D)(2D-1) & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-4)$$

$$\Delta I_{Lf_Buck_TL-2} = \begin{cases} (1-2D)/2 & (D < 0.5) \\ (1-D)(2D-1)/(2D) & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-5)$$

当 U_{in} 和 U_o 恒定时,上述标幺值的基准值分别为 $\frac{U_{in} T_s}{4L_f}$

和 $\frac{U_o T_s}{L_f}$, 它们均为 Buck 变流器电感电流的最大脉动值。

图7.4-6给出了在相同滤波电感和相同开关频率的条件下, Buck 变流器和 Buck TL 变流器的滤波电感电流脉动值的对比图。从图7.4-6(a)中可以看出,当输入电压恒定时, Buck TL 变流器的电感电流最大脉动量仅为 Buck 变流器的 1/4。这个优点来源于两个因素,一是 Buck TL 变流器的滤波电感电流脉动频率为开关频率的 2 倍,二是该变流器总是以最接近于输出电压的两个电平去合成输出电压。当输出电压大于 $U_{in}/2$ 时,用 U_{in} 和 $U_{in}/2$ 来合成输出电压;当输出电压小于 $U_{in}/2$ 时,用 $U_{in}/2$ 和 0 来合成输出电压,这样滤波电感上电压的高频交流分量较小。如果两种变流器的电感电流脉动最大值相同,那么 Buck TL 变流器的滤波电感可减小为 Buck 变流器的滤波电感的 1/4。图7.4-6(b)也表明,当输出电压恒定时, Buck TL 变流器的电感电流脉动量明显小于 Buck 变流器。

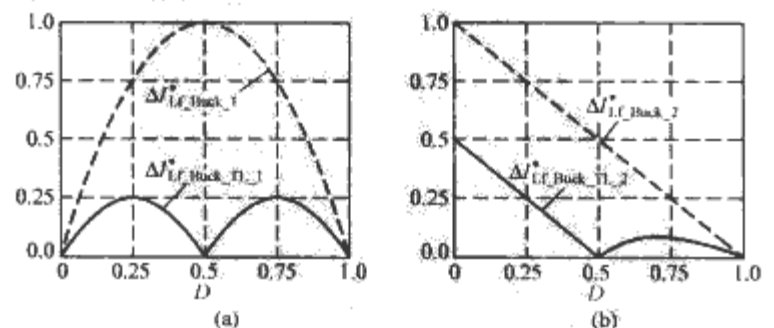


图 7.4-6 Buck TL 变流器与 Buck 变流器电感电流脉动比较

(a) 输入电压恒定时; (b) 输出电压恒定时

(3) 滤波电容。滤波电感的脉动电流流过滤波电容,对滤波电容进行充放电。由图7.4-3可以看出,在一个开关周期内,滤波电感电流对滤波电容充放电两次,也就是说滤波电容充放电的频率为开关频率的两倍,而 Buck 变流器的滤

波电容充放电的频率为开关频率。如果滤波电感电流脉动相等,同时要求滤波电容电压脉动相等,那么 Buck TL 变流器的输出滤波电容可以减小为 Buck 变流器的一半。

1.2 Boost TL 变流器

1.2.1 电路拓扑和控制方法

图 7.4-7 给出了 Boost TL 变流器的电路拓扑,其中 S1、S2 是开关管,VD1 和 VD2 是升压二极管, L_b 是升压电感, C_{f1} 和 C_{f2} 为两个输出分压电容,其容量很大且相等,电压均为输出电压 U_o 的一半, R_{ld} 是负载。S1 和 S2 交错工作,其驱动信号相差 180° 相角。

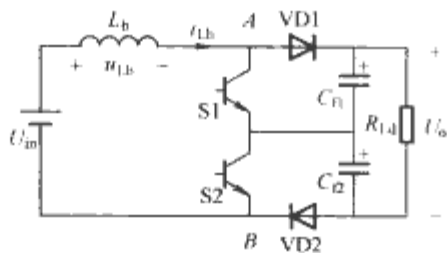


图 7.4-7 Boost TL 变流器

1.2.2 工作原理

图 7.4-8 给出了 Boost TL 变流器在不同开关模式时的等效电路,当开关管的占空比 D 大于 0.5 和小于 0.5 时,变流器工作模式有所不同。在分析之前,做如下假设:①所有开关管、二极管、电感、电容均为理想器件和元件;② $C_{f1} = C_{f2}$ 且足够大,均分输出电压,可以看成两个电压为 $U_o/2$ 的电压源。

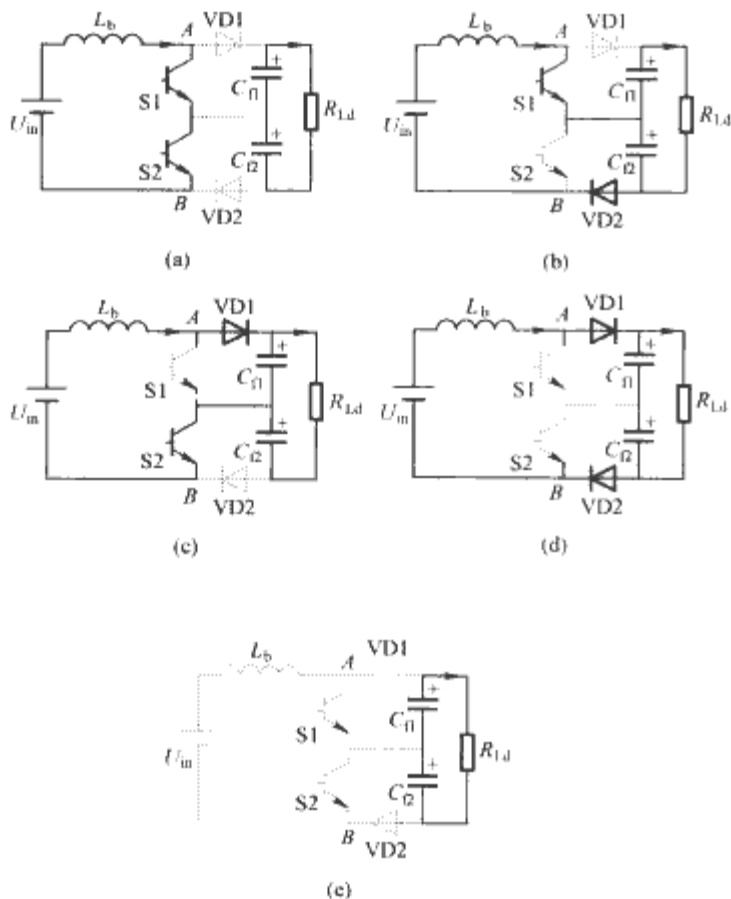


图 7.4-8 不同开关模式的等效电路

- (a) S1 和 S2 同时导通; (b) S1 导通, S2 关断;
(c) S2 导通, S1 关断; (d) S1 和 S2 同时关断;
(e) 电感电流等于零

当 $D \geq 0.5$ 时,其主要波形如图 7.4-9(a) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-8(a) 所示], S1 和 S2 同时导通, VD1 和 VD2 截止,它们的电压应力均为 $U_o/2$ 。负载由两只输出滤波电容供电,输入电压 U_{in} 全部加在 L_b 上,使其电流线性上升。

在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-8(b) 所示], S2 截止, VD2 导通, S2 和 VD1 上电压均为 $U_o/2$ 。 $u_{Lb} = U_o/2$, i_{Lb} 上的电压 $u_{Lb} = U_{in} - U_o/2$, 使 i_{Lb} 线性下降。 $[t_2, t_3]$ 时段与 $[t_0, t_1]$ 时段相同, $[t_3, t_4]$ 时段[如图 7.4-8(c) 所示]与 $[t_1, t_2]$ 时段类似。

当 $D < 0.5$ 时,其主要波形如图 7.4-9(b) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-8(b) 所示], S1 和 VD2 导通, S2 和 VD1 截止,它们的电压应力均为 $U_o/2$ 。 $u_{Lb} = U_{in} - U_o/2$, i_{Lb} 线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-8(d) 所示], S1 和 S2 关断, VD1 和 VD2 导通, S1 和 S2 上的电压均为 $U_o/2$ 。 L_b 上的电压 $u_{Lb} = U_{in} - U_o$, 使 i_{Lb} 线性下降。 $[t_2, t_3]$ 时段[如图 7.4-8(c) 所示]与 $[t_0, t_1]$ 时段类似, $[t_3, t_4]$ 时段与 $[t_1, t_2]$ 时段相同。

如果升压电感较小或负载较轻,升压电感电流将会断续,如图 7.4-10 所示。

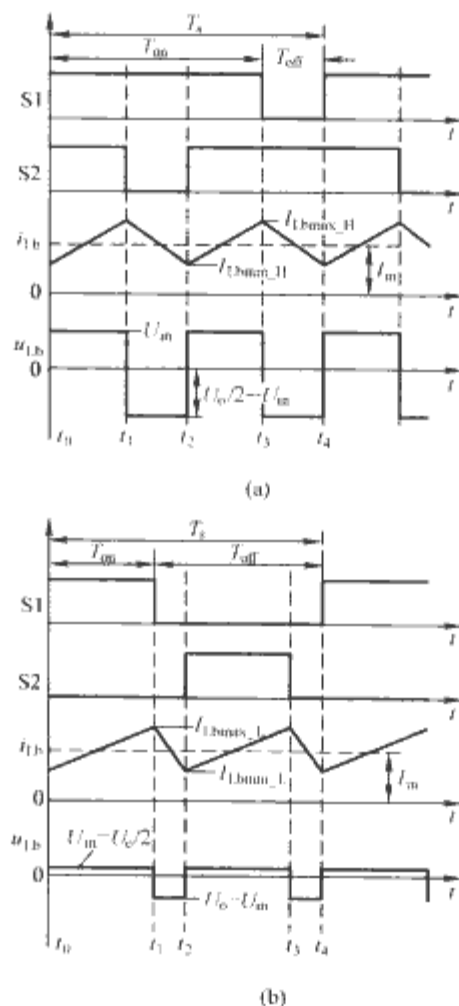


图 7.4-9 电感电流连续时 Boost TL 变流器的主要波形
(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

1.2.3 Boost TL 变流器的外特性

当升压电感电流连续时, Boost TL 变流器的外特性为

$$U_o/U_{in} = 1/(1-D) \quad (7.4-6)$$

它与基本的 Boost 变流器完全一样。

当升压电感电流断续时,则有

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \begin{cases} \frac{8D^2 - I_o^* + \sqrt{I_o^{*2} + 64D^4}}{8D^2} & (D < 0.5) \\ \frac{8(2D-1)^2}{I_o^*} + 2 & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-7)$$

式中: $I_o^* = I_o/I_{oGmax}$, 而 $I_{oGmax} = \frac{U_{in} T_s}{16L_b}$, 为电感临界连续电流最大值。

由式(7.4-6)和式(7.4-7)可以得到 Boost TL 变流器的外特性曲线,如图 7.4-11 所示。

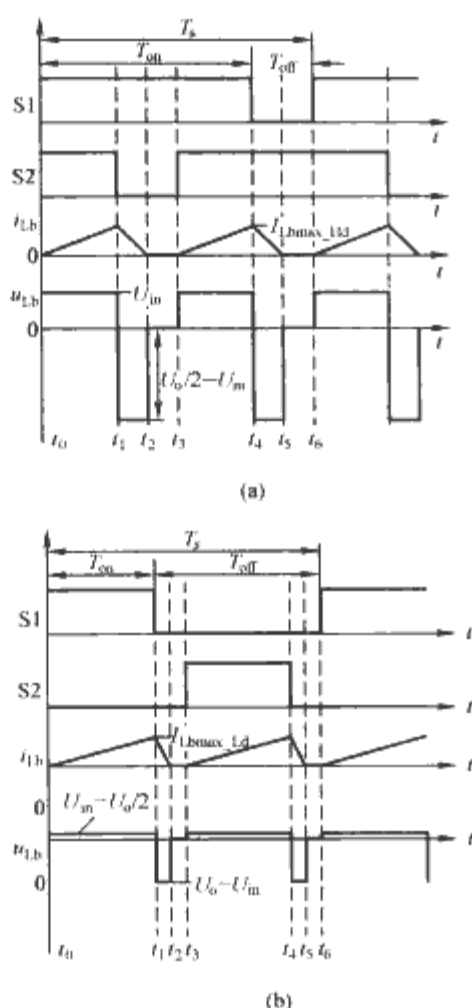


图 7.4-10 电感电流断续时 Boost TL 变流器的主要波形
(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

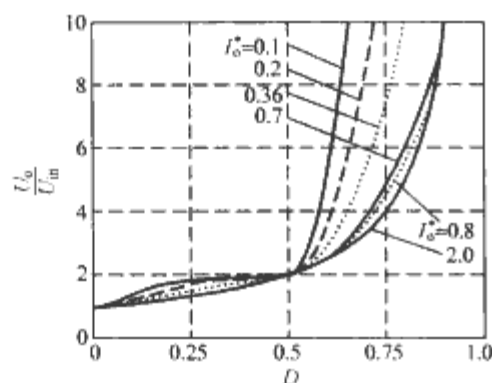


图 7.4-11 Boost TL 变流器的外特性曲线

1.2.4 Boost TL 变流器的优点

(1) 电压应力。从前面的分析可以看出, Boost TL 变流器的开关管和升压二极管的电压应力仅为输出电压的一半, 与 Boost 变流器相比, 均降低一半。

(2) 升压电感。Boost 变流器的电感电流脉动值标幺值为

$$\Delta I_{Lb}^*_{Boost} = \begin{cases} D & (U_{in} \text{ 恒定时}) \\ 4D(1-D) & (U_o \text{ 恒定时}) \end{cases} \quad (7.4-8)$$

对于 Boost TL 变流器而言, 当输入电压 U_{in} 恒定和输出电压 U_o 恒定时, 其电感电流的脉动值标幺值分别为

$$\Delta I_{Lb}^*_{Boost_TL_1} = \begin{cases} D \left(\frac{1}{2} - D \right) / (1-D) & (D < 0.5) \\ D - \frac{1}{2} & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-9)$$

$$\Delta I_{Lb}^*_{Boost_TL_2} = \begin{cases} 4D \left(\frac{1}{2} - D \right) & (D < 0.5) \\ 4 \left(D - \frac{1}{2} \right) (1-D) & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-10)$$

当 U_{in} 和 U_o 恒定时, 上述标幺值的基准值分别为 $\frac{U_{in} T_s}{L_b}$ 和 $\frac{U_o T_s}{4L_b}$, 它们均为 Boost 变流器电感电流的最大脉动值。

图 7.4-12 给出了在相同升压电感和相同开关频率的条件下, Boost 变流器和 Boost TL 变流器升压电感电流脉动值的对比图, 从中可以看出, Boost TL 变流器的电感电流脉动比 Boost 变流器要小。如果两种变流器的电感电流脉动最大值相同, 那么 Boost TL 变流器的升压电感将明显减小。

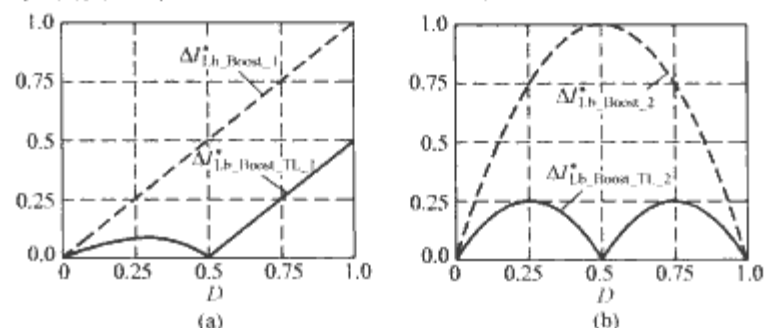


图 7.4-12 Boost TL 变流器与 Boost 变流器
电感电流脉动对比

(a) 输入电压恒定时; (b) 输出电压恒定时

(3) 滤波电容。在 Boost TL 变流器中, 每只滤波电容上的电流脉动频率等于开关频率, 即在一个开关周期内, 每只滤波电容充放电一次。如果电流脉动相等, 同时要求滤波电容电压脉动相等, Boost TL 变流器的每只输出滤波电容容量与 Boost 变流器的相等, 但电压定额低一半。也就是说, 总体的输出滤波电容容量减小一半。

1.3 Buck-Boost TL 变流器

1.3.1 电路拓扑和控制方法

图 7.4-13 给出了 Buck-Boost TL 变流器的电路拓扑, 其中 C_{d1} 和 C_{d2} 为输入分压电容, 其容量很大且相等, 电压均为输入电压 U_{in} 的一半。S1、S2 是开关管, VD1 和 VD2 是二极管, L_f 是中间储能电感, C_{f1} 和 C_{f2} 为输出分压电容, 其容量很大且相等, 电压均为输出电压 U_o 的一半。 R_{ld} 是负载。S1 和 S2 交错工作, 其驱动信号相差 180° 相角。

1.3.2 工作原理

图 7.4-14 给出了 Buck-Boost TL 变流器在不同开关模式下的等效电路, 当开关管的占空比 D 大于 0.5 和小于 0.5 时, 变流器工作模式有所不同。在分析之前, 做如下假设: ① 所有开关管、二极管、电感、电容均为理想器件和元件; ② $C_{d1} = C_{d2}$ 且足够大, 均分输入电压; ③ $C_{f1} = C_{f2}$ 且足够大, 均分输出电压。

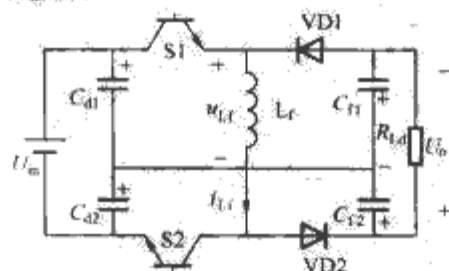


图 7.4-13 Buck-Boost TL 变流器

当 $D \geq 0.5$ 时, 其主要波形如图 7.4-15(a) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段 [如图 7.4-14(a) 所示], S1 和 S2 同时导通, VD1 和 VD2 截止, 其上的电压均为 $(U_o + U_{in})/2$ 。负载由两只输出滤波电容供电。输入电压 U_{in} 全部加在 L_f 上, L_f 的电流线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段 [如图 7.4-14(b) 所示], S2 关断, VD2 导通, S2 和 VD1 上电压均为 $(U_o + U_{in})/2$, L_f 上的电

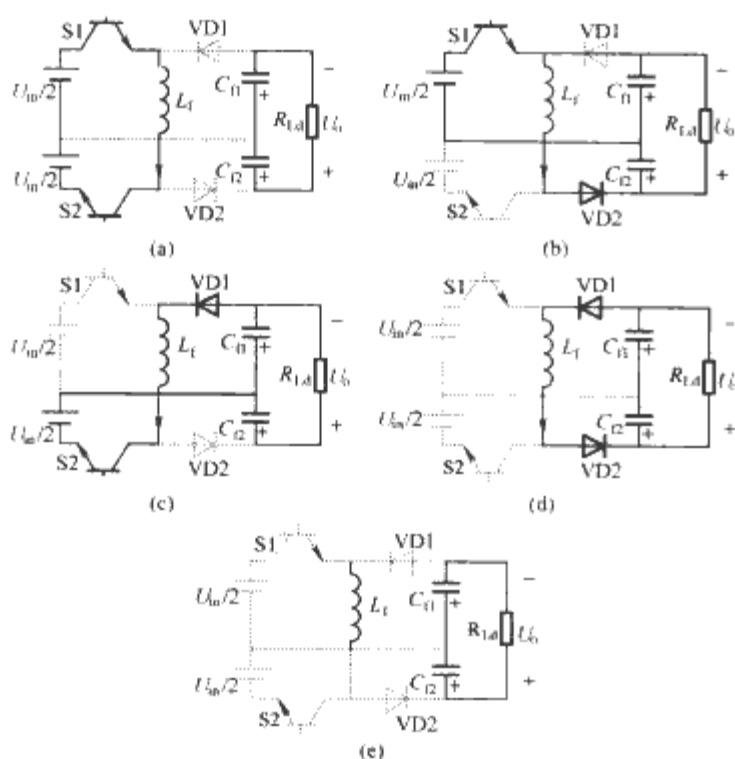


图 7.4-14 不同开关模式的等效电路

- (a) S1 和 S2 同时导通; (b) S1 导通, S2 关断;
(c) S2 导通, S1 关断; (d) S1 和 S2 同时关断;
(e) 电感电流等于零

压 $u_{Lb} = (U_{in} - U_o)/2$, 使 i_{Lb} 线性下降。[t_2, t_3] 时段与 [t_0, t_1] 时段相同, [t_3, t_4] 时段[如图 7.4-14(c)所示]与 [t_1, t_2] 时段类似。

当 $D < 0.5$ 时, 主要波形如图 7.4-15(b)所示。在 [t_0, t_1] 时段[如图 7.4-14(b)所示], S1 和 VD2 导通, S2 和 VD1 截止, 其电压应力均为 $(U_o + U_{in})/2$ 。 $u_{Lb} = (U_{in} - U_o)/2$, i_{Lb} 线性上升。在 [t_1, t_2] 时段[如图 7.4-14(d)所示], S1 关断, VD1 和 VD2 导通, S1 和 S2 上电压均为 $(U_o + U_{in})/2$ 。

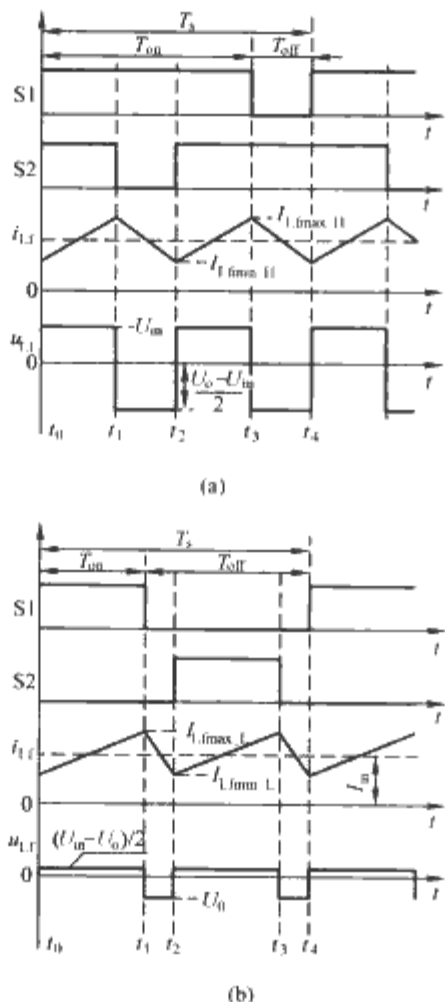


图 7.4-15 电感电流连续时 Buck-Boost TL 变流器的主要波形
(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

i_{Lb} 上的电压 $u_{Lb} = -U_o$, 使 i_{Lb} 线性下降。[t_2, t_3] 时段[如图 7.4-14(c)所示]与 [t_0, t_1] 时段类似, [t_3, t_4] 时段与 [t_1, t_2] 时段相同。

当中间储能电感量较小或负载减轻时, 电感电流将会断续, 如图 7.4-16 所示。

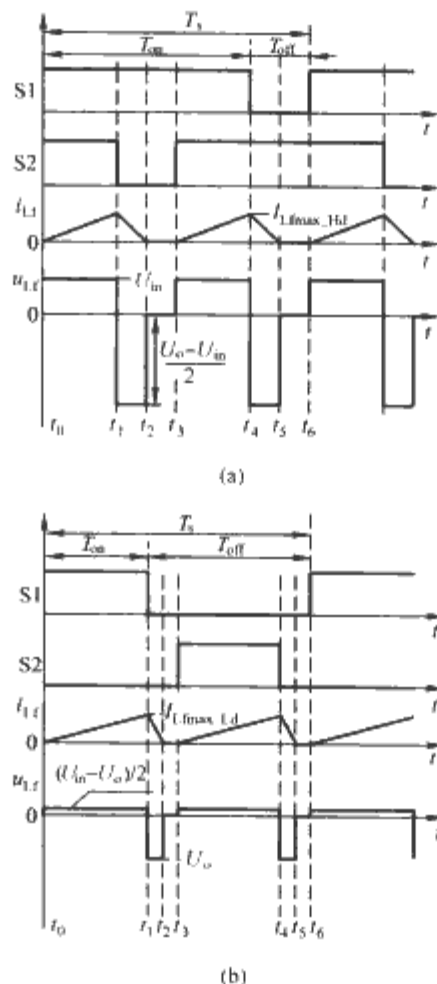


图 7.4-16 电感电流断续时 Buck-Boost TL 变流器的主要波形
(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

1.3.3 Buck-Boost TL 变流器的外特性

当中间储能电感电流连续时, Buck-Boost TL 变流器的外特性为

$$U_o / U_{in} = D / (1 - D) \quad (7.4-11)$$

与基本的 Buck-Boost 变流器完全一样。

当中间储能电感电流断续时, 则有

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \begin{cases} \frac{-I_o^* + \sqrt{I_o^{*2} + 64D^2}}{8D^2} & (D < 0.5) \\ \frac{8(2D-1)^2}{I_o^{*2}} + 1 & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-12)$$

式中: $I_o^* = I_o / I_{oGmax}$, 而 $I_{oGmax} = \frac{U_{in} T_s}{16L_f}$, 为中间电感临界连续电流最大值。

由式(7.4-11)和式(7.4-12)可以得到 Boost TL 变流器的外特性曲线, 如图 7.4-17 所示。

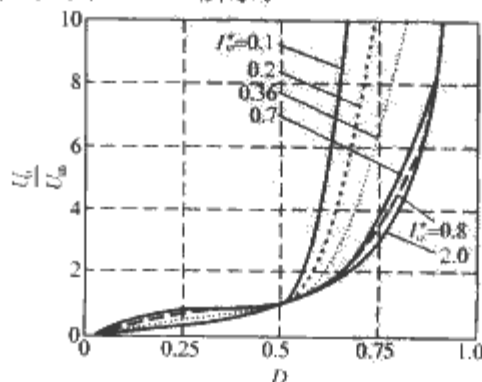


图 7.4-17 Buck-Boost TL 变流器的外特性

1.3.4 Buck-Boost TL 变流器的优点

(1) 电压应力。从前面的分析可以看出, Buck-Boost TL 变流器中的开关管和二极管的电压应力是 $(U_o + U_{in})/2$, 与 Buck-Boost 变流器相比, 均降低一半。

(2) 中间储能电感。Buck-Boost 变流器的电感电流脉动值标么值为

$$\Delta I_{Lf}^{*}{}_{BB} = \begin{cases} D & (U_{in} \text{ 恒定时}) \\ 1-D & (U_o \text{ 恒定时}) \end{cases} \quad (7.4-13)$$

对于 Boost TL 变流器而言, 当输入电压 U_{in} 和输出电压 U_o 恒定时, 其电感电流的脉动值标么值分别为

$$\Delta I_{Lf}^{*}{}_{BB, TL, 1} = \begin{cases} D \left(\frac{1}{2} - D \right) / (1-D) & (D < 0.5) \\ D - \frac{1}{2} & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-14)$$

$$\Delta I_{Lf}^{*}{}_{BB, TL, 2} = \begin{cases} \frac{1}{2} - D & (D < 0.5) \\ \left(D - \frac{1}{2} \right) (1-D)/D & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-15)$$

当 U_{in} 和 U_o 恒定时, 上述标么值的基准值分别为 $\frac{U_{in} T_s}{L_f}$ 和 $\frac{U_o T_s}{L_f}$, 它们均为 Buck-Boost 变流器中间电感电流的最大脉动值。

图 7.4-18 给出了在相同中间储能电感和相同开关频率

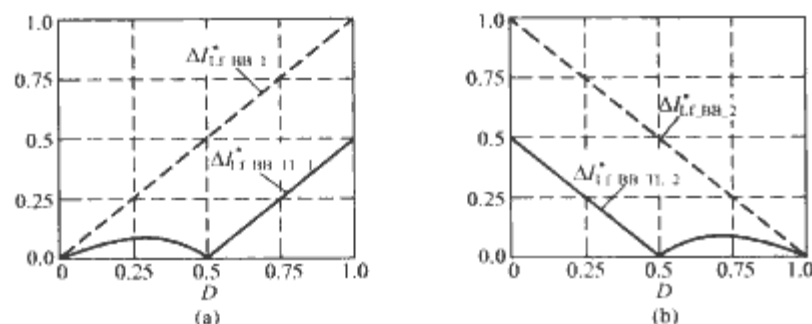


图 7.4-18 Buck-Boost TL 变流器与 Buck-Boost 变流器电感电流脉动值

(a) 输入电压恒定时; (b) 输出电压恒定时

的条件下, Buck-Boost 变流器和 Buck-Boost TL 变流器中间储能电感电流脉动值的对比图, 从中可以看出, Buck-Boost TL 变流器的电感电流脉动比 Buck-Boost 变流器的要小。如果两种变流器的电感电流脉动最大值相同, 那么 Buck-Boost TL 变流器的升压电感将明显减小。

(3) 滤波电容。与 Buck TL 变流器类似, Buck-Boost TL 变流器中滤波电容上的电流脉动频率也是开关频率的两倍, 即在一个开关周期内, 滤波电容充放电两次。如果电流脉动相等, 同时要求滤波电容电压脉动相等, Buck-Boost TL 变流器的输出滤波电容(两只串联电容的等效电容值)可以减小为 Buck-Boost 变流器的一半。

1.4 Cuk TL 变流器

1.4.1 电路拓扑和控制方法

图 7.4-19 给出了 Cuk TL 变流器的电路拓扑, 其中 C_{b1} 和 C_{b2} 为两只中间电容, 其容量很大且相等。S1、S2 是两只开关管, VD1 和 VD2 是续流

二极管, L_1 、 L_2 是滤波电感, C_f 为输出滤波电容, R_{ld} 是负载。S1 和 S2 交错工作, 其驱动信号相差 180° 相角。

Cuk TL 变流器也有电流连续和断续两种工作方式, 但与前三种变流器不同, 这里不是指电感电流断续, 而是指流过二极管的电流连续或断续。

1.4.2 工作原理

图 7.4-20 给出了不同开关模式的等效电路, 当开关管的占空比 D 大于 0.5 和小于 0.5 时, 变流器工作模式有所不同, 下面分别加以分析。在分析之前, 做如下假设: ① 所有开关管、二极管、电感、电容均为理想元器件; ② $C_{b1} = C_{b2}$ 且足够大, 其电压为 U_{cb1} 和 U_{cb2} ; ③ C_f 足够大, 其电压为 U_o 。

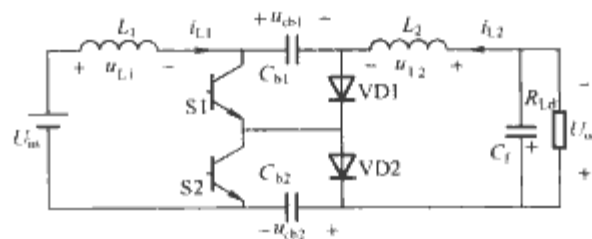


图 7.4-19 Cuk TL 变流器

当 $D \geq 0.5$ 时, 主要波形如图 7.4-21(a) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-20(a) 所示], S1 和 S2 同时导通, VD1 和 VD2 截止, 它们所承担的电压应力分别为 U_{cb1} 和 U_{cb2} 。电路以 S1 和 S2 为界分为左右两个回路。左回路中输入电压 U_{in} 全部加在电感 L_1 上, L_1 的电流线性上升; 右回路中, 加在电感 L_2 上的电压为 $U_{cb1} + U_{cb2} - U_o$, L_2 的电流线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-20(b) 所示], S2 关断, VD2 导通, VD1 和 S2 上电压分别为 U_{cb1} 和 U_{cb2} 。电路形成以 S1 和 VD2 为边界的左右两个回路。左回路中 L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in} - U_{cb2}$, 使 i_{L1} 线性下降; 右回路中, 加在电感 L_2 上的电压为 $U_{cb1} - U_o$, L_2 的电流线性下降。 $[t_2, t_3]$ 时段与 $[t_0, t_1]$ 时段相同, $[t_3, t_4]$ 时段[如图 7.4-20(c) 所示]与 $[t_1, t_2]$ 时段类似。

当 $D < 0.5$ 时, 其主要波形如图 7.4-21(b) 所示。在 $[t_0, t_1]$

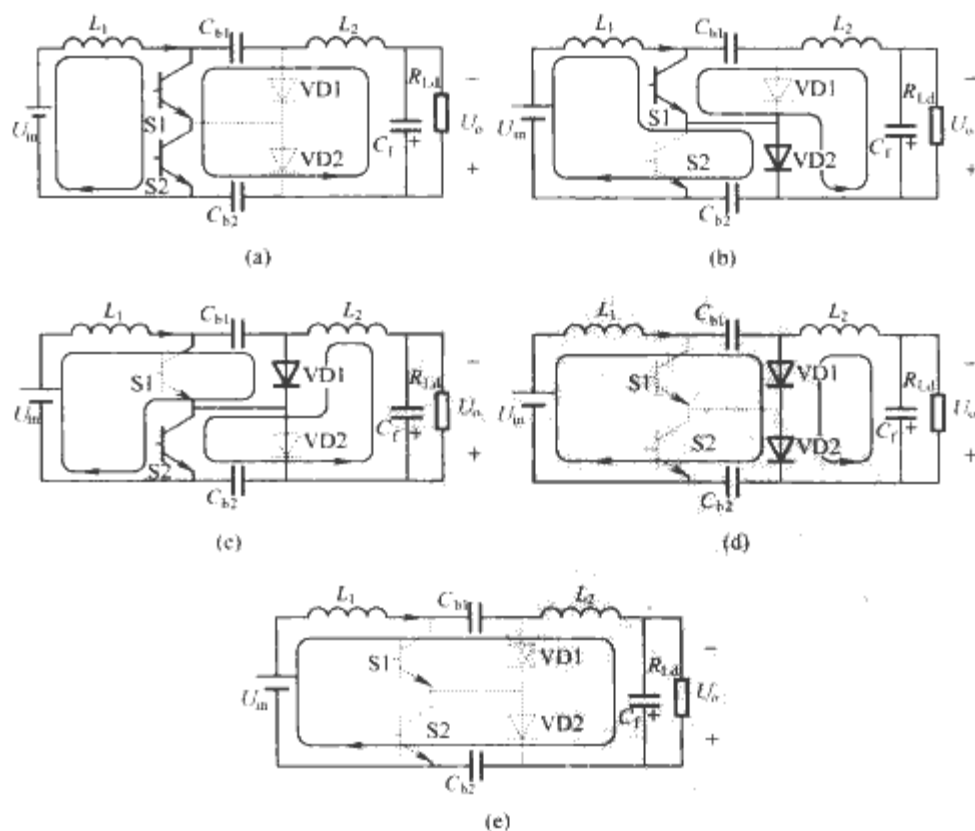


图 7.4-20 不同开关模式的等效电路

(a) S1 和 S2 同时导通; (b) S1 导通, S2 关断; (c) S2 导通, S1 关断; (d) S1 和 S2 同时关断; (e) 二极管电流等于零

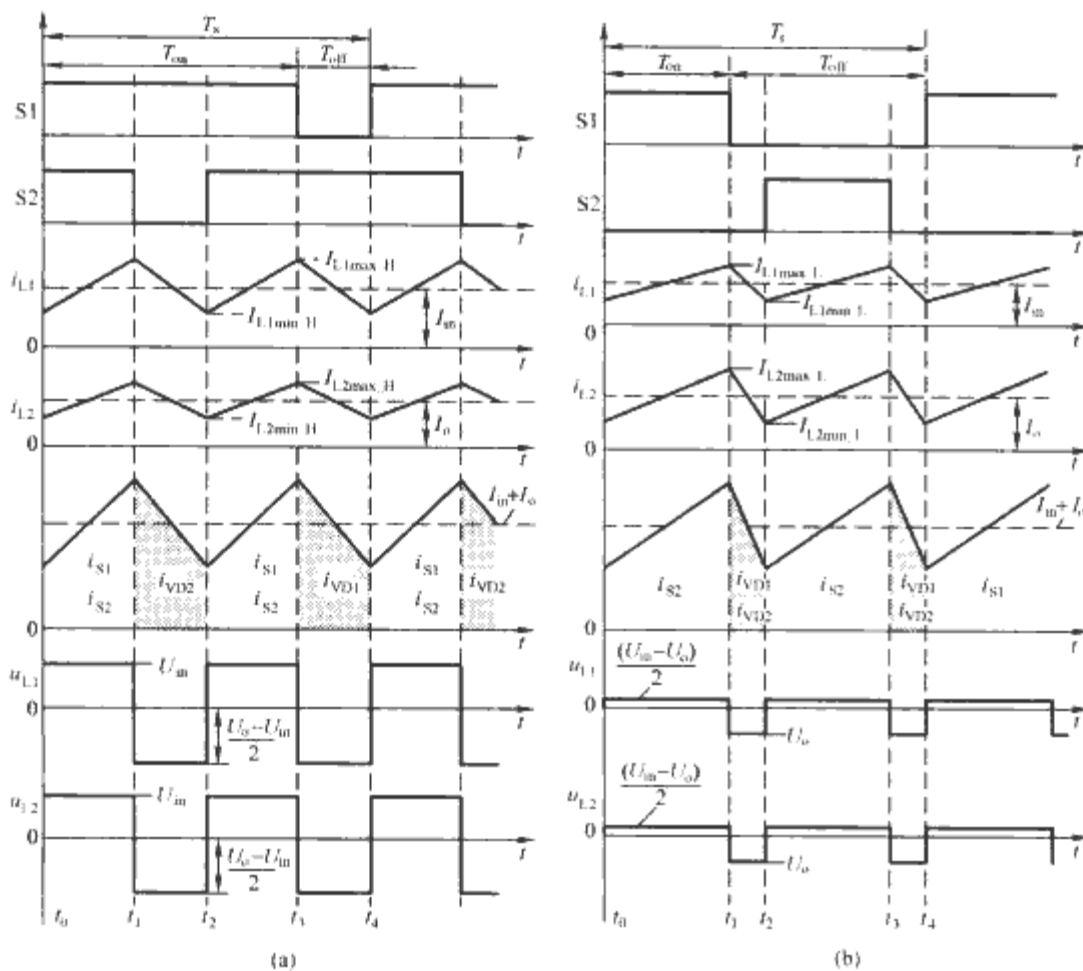


图 7.4-21 电流连续时 Cuk TL 变流器的主要波形

(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

时段[如图 7.4-20(b)所示], S1 和 VD2 导通, VD1 和 S2 截止, 它们上的电压分别为 U_{cb1} 和 U_{cb2} 。电路以 S1 和 VD2 为界分为左右两个回路。左回路中 L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in} - U_{cb2}$, 使 i_{L1} 线性上升; 右回路中, 加在电感 L_2 上的电压为 $U_{cb1} - U_o$, L_2 的电流线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-20(d)所示], S1 关断, VD1 和 VD2 导通, S1 和 S2 上电压分别为 U_{cb1} 和 U_{cb2} 。电路形成以 VD1 和 VD2 为边界的左右两个回路。左回路中 L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in} - U_{cb1} - U_{cb2}$, 使 i_{L1} 线性下降; 右回路中, 加在电感 L_2 上的电压为 $-U_o$, L_2 的电流线性下降。 $[t_2, t_3]$ 时段[如图 7.4-20(c)所示]与 $[t_0, t_1]$ 时段类似, $[t_3, t_4]$ 时段与 $[t_1, t_2]$ 时段相同。

当负载电流 I_o 减小时, 输入电流也将相应减小。当 I_o 减小一定值时, i_{L1} 的最小值 i_{L1min} 等于零, 但 $i_{L2min} > 0$, 故两只二极管电流的最小值还是大于零, 变流器仍处于电流连续工作模式。在 I_o 进一步减小时, i_{L1} 将出现负值, 如图 7.4-22 所示。如果在 $t = T_s/2$ 和 T_s 时, i_{L1} 负的最大值的绝对值刚好和 i_{L2} 的最小值相等, 那么两只二极管电流的最小值等于零, 此时 Cuk TL 变流器处于临界电流断续模式。

如果进一步减小 I_o , 则 Cuk TL 变流器将进入电流断续模式。参考图 7.4-22, 在 $[t_2, t_3]$ 和 $[t_5, t_6]$ 时段, i_{D1} 和 i_{D2} 均为零, i_{L1} 保持不变, 大小为 $I_{L1min-j}$ 。 i_{L1} 也保持不变, 大小为 $I_{L2min-j}$ (当 $D \geq 0.5$, $j = H$; 当 $D <$

0.5 , $j = L$)。但 $i_{L1min-j}$ 为负, $I_{L2min-j}$ 为正, 且 $|I_{L1min-j}| = I_{L2min-j}$, 故 $I_{L1min-j} + I_{L2min-j} = 0$ 。此时形成一个环流, 在 U_{in} , L_1 , C_{b1} , L_2 , $C_f // R_{ld}$ 和 C_{b2} 之间流动, 如图 7.4-20(e) 所示。由于 $U_{cb1} + U_{cb2} = U_{in} + U_o$, 故 $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = 0$, 电感电流保持不变。

1.4.3 Cuk TL 变流器的外特性

当电流连续时, Cuk TL 变流器的外特性为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (7.4-16)$$

与基本的 Cuk 变流器完全一样。

当电流断续时, 其外特性为

$$I_o = \begin{cases} \frac{(U_{in} - U_o) U_{in} D^2 T_s}{4 U_o} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) & (D < 0.5) \\ \frac{U_{in}^2}{U_o - U_{in}} \left(D - \frac{1}{2} \right)^2 T_s \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-17)$$

1.4.4 Cuk TL 变流器的优点

(1) 电压应力。在稳态工作时, 两只中间电容的电压为 $U_{cb1} = U_{cb2} = (U_o + U_{in})/2$ 。因此 Cuk TL 变流器的开关管和续流二极管的电压应力均为 $(U_o + U_{in})/2$, 与 Cuk 变流器相比, 均降低一半。

(2) 滤波电感。Cuk 变流器有两个电感, 以 L_1 为例来分析, 其电流脉动值标么值为

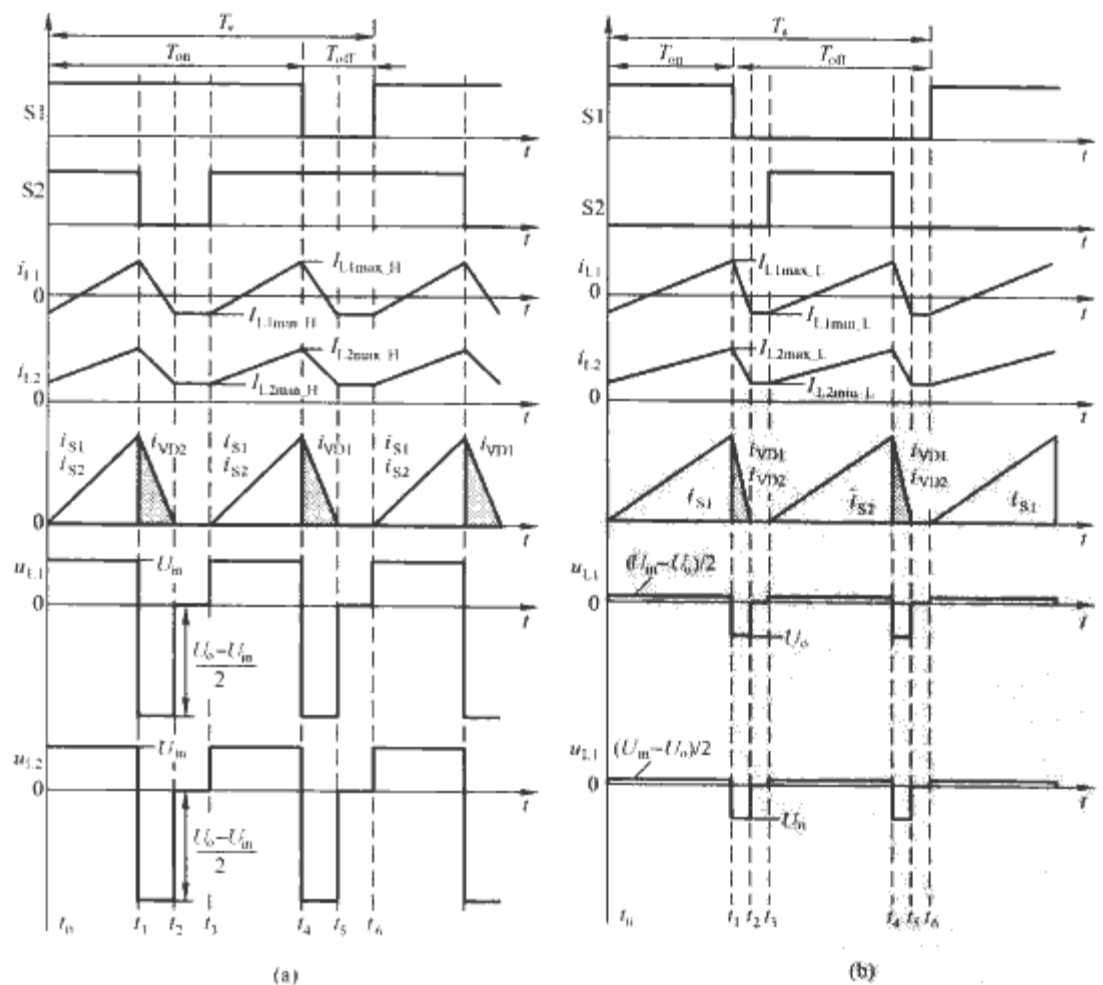


图 7.4-22 电流断续时 Cuk TL 变流器的主要波形

(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

$$\Delta I_{L1_Cuk} = \begin{cases} D & (U_{in} \text{ 恒定时}) \\ 1-D & (U_o \text{ 恒定时}) \end{cases} \quad (7.4-18)$$

对于 Cuk TL 变流器而言, 当输入电压 U_{in} 和输出电压 U_o 恒定时, 其电感电流的脉动值标幺值分别为

$$\Delta I_{L1_TL-1}^* = \begin{cases} D \left(\frac{1}{2} - D \right) / (1-D) & (D < 0.5) \\ D - \frac{1}{2} & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-19)$$

$$\Delta I_{L2_TL-2}^* = \begin{cases} \frac{1}{2} - D & (D < 0.5) \\ \left(D - \frac{1}{2} \right) (1-D) / D & (D \geq 0.5) \end{cases} \quad (7.4-20)$$

当 U_{in} 恒定和 U_o 恒定时, 上述标幺值的基准值分别为 $\frac{U_{in} T_s}{L_1}$ 和 $\frac{U_o T_s}{L_2}$, 它们均为 Cuk 变流器电感 L_1 的电流的最大脉动值。

由式(7.4-18)、式(7.4-19)和式(7.4-20)可以分别画出与图 7.4-18 完全一样的对比图。同理, Cuk 变流器和 Cuk TL 变流器中 L_2 的电流脉动对比也与图 7.4-18 完全一样。这说明, 当电感和开关频率均相同的条件下, Cuk TL 变流器的电感电流脉动比 Cuk 变流器要小。如果两种变流器的电感电流脉动最大值相同, 那么 Cuk TL 变流器的电感将明显减小。

(3) 滤波电容和中间电容。Cuk TL 变流器中滤波电容和两只中间电容上的电流脉动频率是开关频率的两倍, 如果电流脉动相等, 同时要求电容电压脉动相等, Cuk TL 变流器的滤波电容和中间电容(两只串联电容的等效电容值)可以分别减小为 Cuk 变流器的一半。

1.5 Sepic TL 变流器

1.5.1 电路拓扑和控制方法

图 7.4-23 给出了 Sepic TL 变流器的电路拓扑, 其中 C_{b1} 和 C_{b2} 为两个中间电容, 其容量很大且相等。S1、S2 是两只开关管, VD1 和 VD2 是二极管, L_1 、 L_2 分别为输入滤波电感和中间储能电感, C_{f1} 和 C_{f2} 为输出滤波电容, 其容量很大且相等, 均分输出电压。 R_{ld} 是负载。S1 和 S2 交错工作, 其驱动信号相差 180° 相角。

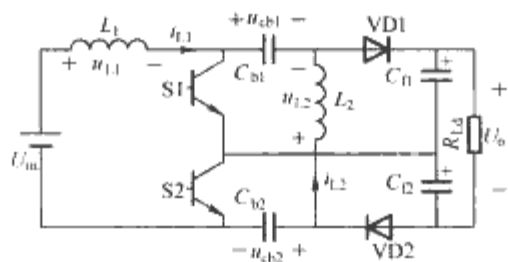


图 7.4-23 Sepic TL 变流器

Sepic TL 变流器也有电流连续和断续两种工作方式, 与 Cuk TL 变流器一样, 它是指流过二极管的电流连续或断续。

1.5.2 工作原理

图 7.4-24 给出了不同开关模式的等效电路, 当开关管的占空比 D 大于 0.5 和小于 0.5 时, 变流器工作模式有所不同。在分析之前, 做如下假设: ① 所有开关管、

二极管、电感、电容均为理想元器件; ② $C_{b1} = C_{b2}$ 且足够大, 其电压分别为 U_{cb1} 和 U_{cb2} 。

当 $D \geq 0.5$ 时, 其主要波形如图 7.4-25(a) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-24(a) 所示], S1 和 S2 同时导通, VD1 和 VD2 截止, 它们所承担的电压应力分别为 $U_{cb1} + U_o/2$ 和 $U_{cb2} + U_o/2$ 。变流器有三个回路。左回路中 U_{in} 全部加在电感 L_1 上, L_1 的电流线性上升; 中间回路中, 加在电感 L_2 上的电压为 $U_{cb1} + U_{cb2}$, L_2 的电流线性上升; 右边回路是输出滤波电容向负载供电。在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-24(b) 所示], S2 关断, VD2 导通, VD1 和 S2 上电压分别为 $U_{cb1} + U_o/2$ 和 $U_{cb2} + U_o/2$ 。电路有三个回路。左回路中, L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in} - U_o/2 - U_{cb2}$, 使 i_{L1} 线性下降; 中间回路中, 加在 L_2 上的电压为 $U_{cb1} - U_o/2$, L_2 的电流线性下降; 右边回路是输出滤波电容向负载供电。 $[t_2, t_3]$ 时段与 $[t_0, t_1]$ 时段相同, $[t_3, t_4]$ 时段[如图 7.4-24(c) 所示]与 $[t_1, t_2]$ 时段类似。

当 $D < 0.5$ 时, 其主要波形如图 7.4-25(b) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-24(b) 所示], S1 和 VD2 导通, VD1 和 S2 上电压分别为 $U_{cb1} + U_o/2$ 和 $U_{cb2} + U_o/2$ 。 L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in} - U_o/2 - U_{cb2}$, 使 i_{L1} 线性上升; 加在电感 L_2 上的电压为 $U_{cb1} - U_o/2$, L_2 的电流线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-24(d) 所示], S1 和 S2 关断, VD1 和 VD2 导通, S1 和 S2 上电压分别为 $U_{cb1} + U_o/2$ 和 $U_{cb2} + U_o/2$ 。 L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in} - U_o - U_{cb1} - U_{cb2}$, 使 i_{L1} 线性下降; 加在 L_2 上的电压为 $-U_o$, L_2 的电流线性下降。 $[t_2, t_3]$ 时段[如图 7.4-24(c) 所示]与 $[t_0, t_1]$ 时段类似, $[t_3, t_4]$ 时段与 $[t_1, t_2]$ 时段相同。

当负载电流减小时, 变流器将进入电流断续模式。

1.5.3 Sepic TL 变流器的特点

(1) 电流连续时, Sepic TL 变流器的外特性为 $U_o/U_{in} = D/(1-D)$, 与 Sepic 变流器一样。

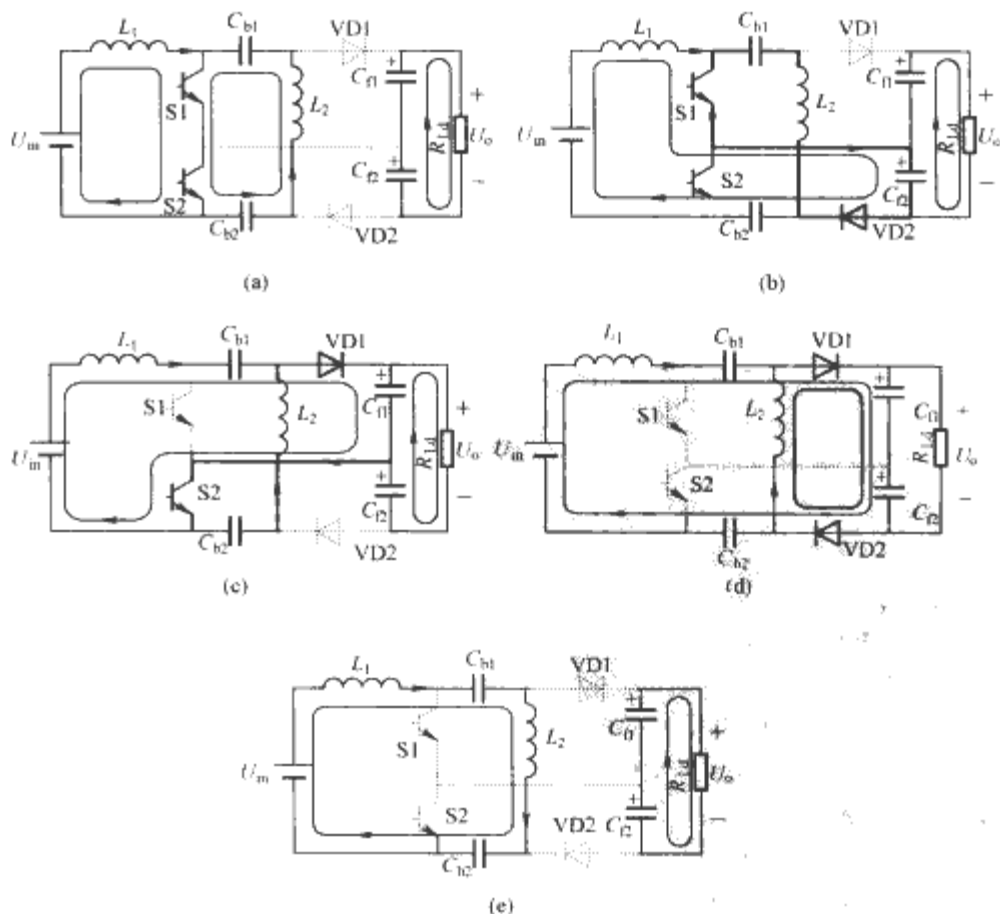


图 7.4-24 不同开关模式的等效电路

(a) S1 和 S2 同时导通; (b) S1 导通, S2 关断; (c) S2 导通, S1 关断; (d) S1 和 S2 同时关断; (e) 二极管电流等于零

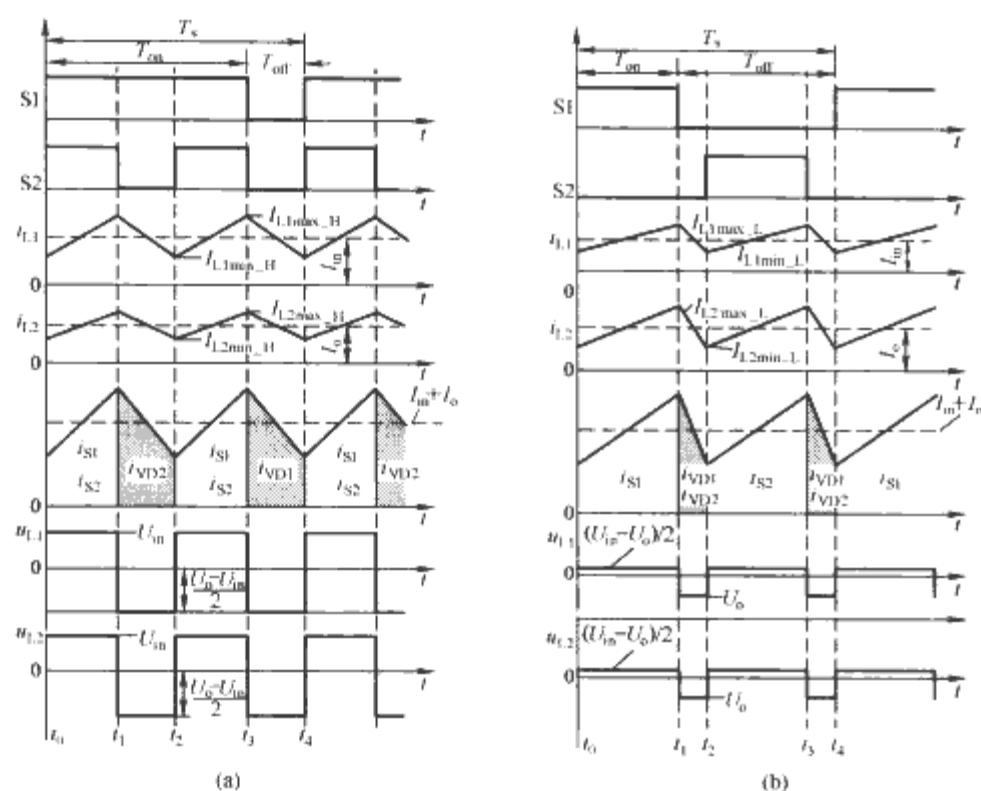


图 7.4-25 电流连续时 Sepic TL 变流器的主要波形
(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

(2) 两只中间电容的电压均为 $U_{in}/2$ 。

(3) 开关管和二极管的电压应力为 $(U_{in} + U_o)/2$ ，与 Sepic 变流器相比，均降低一半。

(4) 与 Cuk TL 变流器的分析思路类似，我们可以得到，Sepic TL 变流器的两只电感的电流脉动与 Sepic 变流器的对比图与图 7.4-18 完全一样。因此在电感电流脉动相同的情况下，Sepic TL 变流器的两只电感可以减小。

(5) 类似的，在电感电流脉动和电容电压脉动均相同的情况下，Sepic TL 变流器的中间电容和输出滤波电容比 Sepic 变流器的减小一半。

1.6 Zeta TL 变流器

1.6.1 电路拓扑和控制方法

Zeta TL 变流器的电路拓扑如图 7.4-26 所示，其中 C_{b1} 和 C_{b2} 为中间电容，其容量很大且相等。S1、S2 是开关管，VD1 和 VD2 是续流二极管， L_1 、 L_2 分别为中间储能电感和输出滤波电感， C_f 为输出滤波电容， R_{ld} 是负载。S1 和 S2 交错工作，其驱动信号相差 180° 相角。

Zeta TL 变流器也有电流连续和断续两种工作方式，与 Cuk TL 变流器和 Sepic TL 变流器一样，它是指流过二极管的电流连续或断续。

1.6.2 工作原理

图 7.4-27 给出了不同开关模式的等效电路，当开关管的占空比 D 大于 0.5 和小于 0.5 时，变流器工作模式有所不同，下面分别加以分析。在分析之前，作如下假设：① 所有开关管、二极管、电感、电容均为理想元器件；② $C_{d1} = C_{d2}$ 且足够大，均分输入电压，可以看成两个电压为 $U_{in}/2$ 的电压源；③ $C_{b1} = C_{b2}$ 且足够大，其电压为 U_{cb1} 和 U_{cb2} 。

当 $D \geq 0.5$ 时，主要波形如图 7.4-28(a) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-27(a)所示]，S1 和 S2 同时导通，VD1 和 VD2 截止，它们所承担的电应力分别为 $U_{cb1} + U_{in}/2$ 和 $U_{cb2} + U_{in}/2$ 。变流器有两个回路，一个回路中 U_{in} 全部加在电感 L_1 上， L_1 的电流线性上升；另一个回路中，加在电感 L_2 上的电压为 $U_{in} + U_{cb1} + U_{cb2} - U_o$ ， L_2 的电流线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-27(b)所示]，S2 关断，VD2 导通，VD1 和 S2 上电压分别为 $U_{cb1} + U_{in}/2$ 和 $U_{cb2} + U_{in}/2$ 。电路有两个回路。一个回路中 L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in}/2 - U_{cb2}$ ，使 i_{L1} 线性下降；另一个回路中，加在电感 L_2 上的电压为 $U_{in}/2 + U_{cb1} - U_o$ ， L_2 的电流线性下降。 $[t_2, t_3]$ 时段与 $[t_0, t_1]$ 时段相同， $[t_3, t_4]$ 时段[如图 7.4-27(c)所示]与 $[t_1, t_2]$ 时段类似。

当 $D < 0.5$ 时，其主要波形如图 7.4-28(b) 所示。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-27(b)所示]，S1 和 VD2 导通，VD1 和 S2 上电压分别为 $U_{cb1} + U_o/2$ 和 $U_{cb2} + U_o/2$ 。 L_1 上的电压 $u_{L1} = U_{in}/2 - U_{cb2}$ ，使 i_{L1} 线性上升；加在电感 L_2 上的电

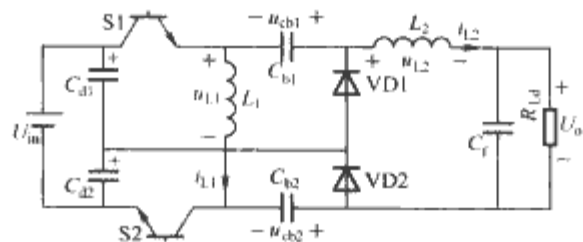


图 7.4-26 Zeta TL 变流器

压为 $U_{in}/2 + U_{cb1} - U_o$ ， L_2 的电流线性上升。在 $[t_1, t_2]$ 时段[如图 7.4-27(d)所示]，S1 和 S2 关断，VD1 和 VD2 导通，S1 和 S2 上电压分别为 $U_{cb1} + U_o/2$ 和 $U_{cb2} + U_o/2$ 。 L_1 上的电压 $u_{L1} = -U_{cb1} - U_{cb2}$ ，使 i_{L1} 线性下降；加

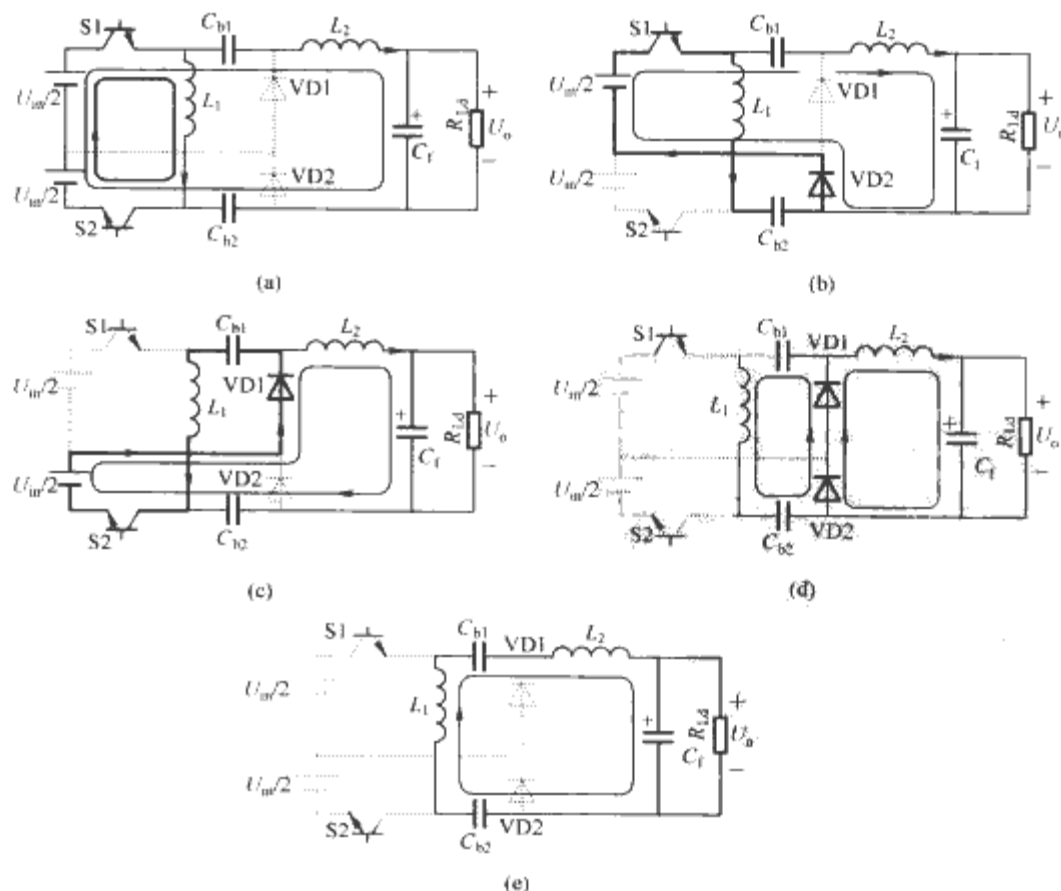


图 7.4-27 不同开关模式的等效电路

(a) S1 和 S2 同时导通；(b) S1 导通，S2 关断；(c) S2 导通，S1 关断；
(d) S1 和 S2 同时关断；(e) 二极管电流等于零

在电感 L_2 上的电压为 $-U_o$, L_2 的电流线性下降。 $[t_2, t_3]$ 时段[如图 7.4-27(c)所示]与 $[t_0, t_1]$ 时段类似, $[t_3, t_4]$ 时段与 $[t_1, t_2]$ 时段相同。

当负载电流减小时, 变流器将进入电流断续模式。

1.6.3 Zeta TL 变流器的特点

(1) 电流连续时, Zeta TL 变流器的外特性为 $U_o/U_{in} = D/(1-D)$, 与 Zeta 变流器一样。

(2) 两只中间电容的电压均为 $U_o/2$ 。

(3) 开关管和二极管的电压应力为 $(U_{in}+U_o)/2$, 与 Zeta 变流器相比, 均降低一半。

(4) 与 Cuk TL 变流器的分析思路类似, 我们可以得到 Zeta TL 变流器的两只电感的电流脉动与 Zeta 变流器的对比图, 它们与图 7.4-18 完全一样。因此在电感电流脉动相同的情况下, Zeta TL 变流器的两只电感可以减小。

(5) 类似的, 在电感电流脉动和电容电压脉动均相同的情况下, Zeta TL 变流器的中间电容和输出滤波电容比 Zeta 变流器的可以减小一半。

1.7 输入输出共地的 TL 变流器

1.7.1 输入输出共地的 TL 变流器

前面介绍了 Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, Sepic 和 Zeta 六种非隔离的 TL 变流器, 这些变流器中开关管的电压应力为其所对应的两电平变流器的一半, 而且储能元件, 包括电感和电容均可大大减小。但是, 这六种非隔离的 TL 变流器的输入与输出是不共地的, 这个缺点限制了它们的应用范围。图 7.4-29 给出了输入输出共地的六种非隔离的 TL

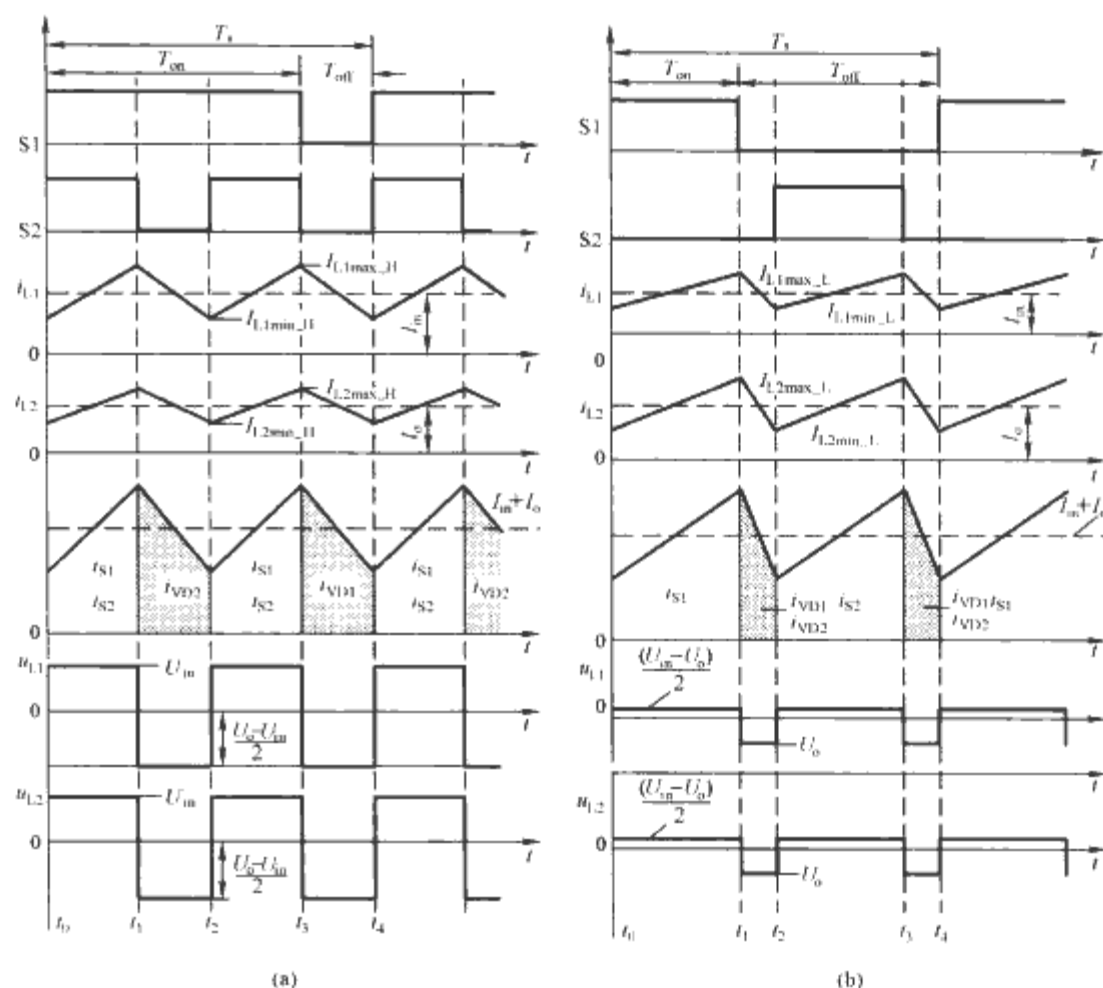


图 7.4-28 电流连续时 Zeta TL 变流器的主要波形

(a) $D \geq 0.5$; (b) $D < 0.5$

变流器, 它们不仅保留了原来 TL 变流器的优点, 而且其输入输出是共地的, 从而扩大了它们的应用场合。

1.7.2 输入输出共地的 Buck TL 变流器

下面以 Buck TL 变流器为例讨论输入输出共地的 TL 变流器的工作原理及其特性。如图 7.4-29(a)所示, 开关管 S1 和 S2 交错工作, 其驱动信号相差 180° 相角。隔直电容 C_{block} 一般较大, 稳态工作时, 其电压为 $U_{cb} = U_{in}/2$ 。图 7.4-30 给出了开关管的占空比 D 大于 0.5 和小于 0.5 时的主要波形图, 图 7.4-31 给出了各个开关模式的等效电路。

如图 7.4-30(a)所示, 当 $D > 0.5$ 时, 一个开关周期内有四个开关模式, 其中 $[t_0, t_1]$ 和 $[t_2, t_3]$ 是一样的, 两只开关管同时导通, 加在 A、B 两点的电压为 U_{in} , 电感电流 i_{Lf} 线性上升, 如图 7.4-31(a)所示。在 $[t_1, t_2]$ 时段, S2 关断, S1 导通, C_{block} 给负载供电, 如图 7.4-31(b)所示。此时 $u_{AB} = U_{cb} = U_{in}/2$, i_{Lf} 线性下降, 加在 S2 和 VD1 上的电压为 $U_{in}/2$ 。在 $[t_3, t_4]$ 时段, S2 导通, S1 关断, i_{Lf} 流过 C_{block} , 如图 7.4-31(c)所示。此时 $u_{AB} = U_{in} - U_{cb} = U_{in}/2$, i_{Lf} 线性下降, 加在 S1 和 VD2 上的电压为 $U_{in}/2$ 。

如图 7.4-30(b)所示, 当 $D < 0.5$ 时, 一个开关周期有四个开关模式。在 $[t_0, t_1]$ 时段[如图 7.4-31(b)所示], S1 导通, S2 关断, C_{block} 给负载供电, 此时 $u_{AB} = U_{cb} = U_{in}/2$, i_{Lf} 线性上升。在 $[t_2, t_3]$ 时段[如图 7.4-31(c)所示], S2 导通, S1 关断, i_{Lf} 流过 C_{block} 。此时 $u_{AB} = U_{in} - U_{cb} = U_{in}/2$, i_{Lf} 线性上升。 $[t_1, t_2]$ [如图 7.4-31(d)所示]和 $[t_3, t_4]$ 是一样的, 两只开关管同时关断, 此时 $u_{AB} = 0$, i_{Lf} 线性下降。

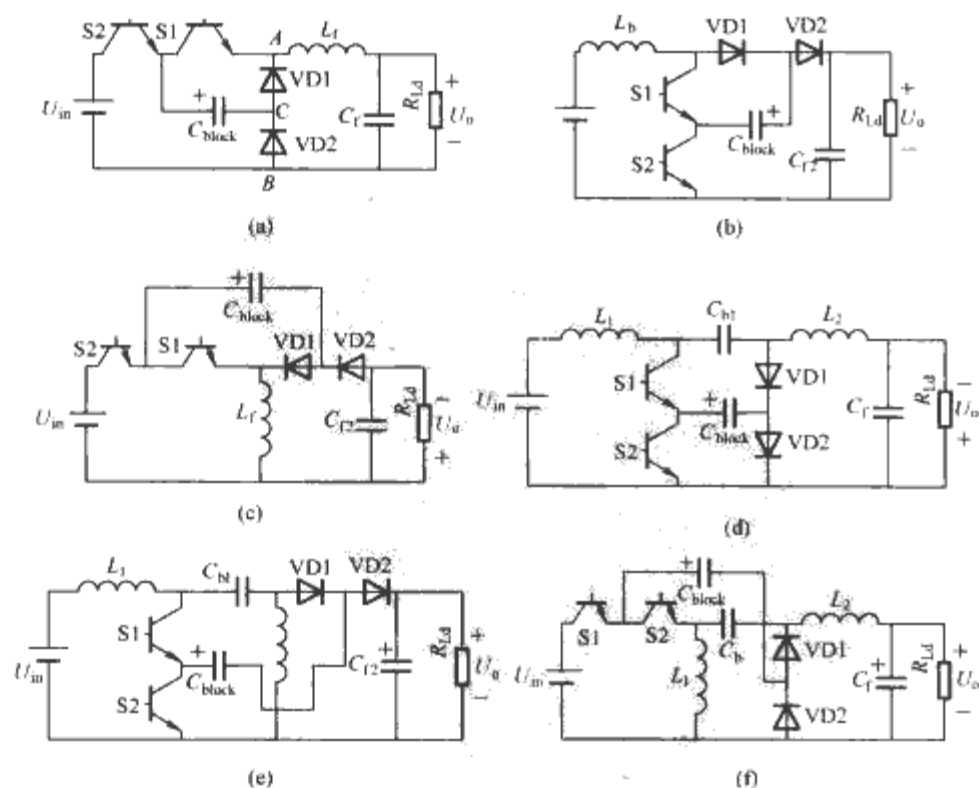


图 7.4-29 输入输出共地的 TL 变流器

(a) Buck; (b) Boost; (c) Buck-Boost; (d) Cuk; (e) Sepic; (f) Zeta

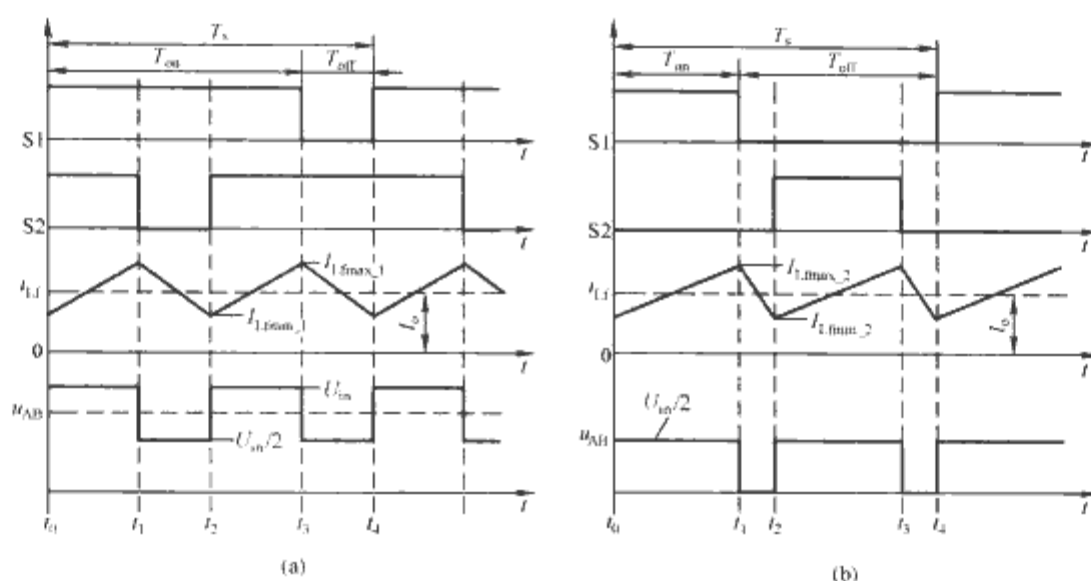


图 7.4-30 Buck TL 变流器的主要波形

(a) $D > 0.5$; (b) $D < 0.5$

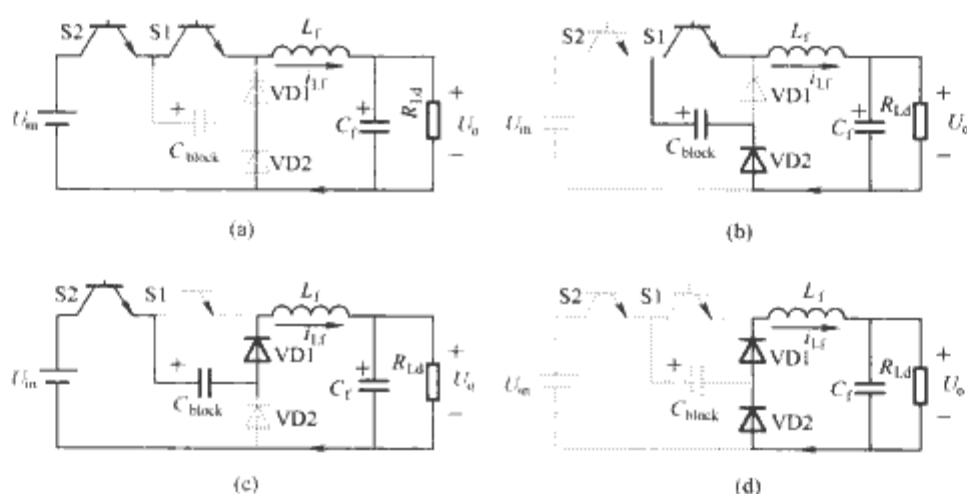


图 7.4-31 Buck TL 变流器在不同开关模式的等效电路

(a) S1 和 S2 同时导通; (b) S1 导通, S2 关断; (c) S1 关断, S2 导通; (d) S1 和 S2 同时关断

输入输出共地的 Buck TL 变流器保留了输入输出不共地的 Buck TL 变流器的所有特点, 即:

1) 外特性与图 7.4-5 一样, 当电感电流连续时, $U_o/U_{in} = D$ 。

2) 开关管和续流二极管的电压应力为 $U_{in}/2$ 。

3) 滤波电感和电容可以大大减小。

与此同时, 改进后的变流器的输入和输出是共地的, 其应用范围比改进前要大一些。

同样可以证明, 对于其他六种非隔离的 TL 变流器, 输入输出共地的变流器保留了原来的外特性、开关器件电压应力降低和储能元件减小等特点和优点以外, 其输入和输出是共地的。

2 非隔离型 TL 变流器中分压电容和飞跨电容电压的控制策略

2.1 分压电容不均压的原因

为了确保六种非隔离型 TL 变流器正常工作, 其分压电容必须均压。在实际应用中, 由于控制电路和/或驱动电路总有微小差异, 开关管的导通时间不可能完全相等。同时, 两只开关管的导通压降和开关特性也不可能完全一致。这样分压电容将不均压, 从而导致开关管电压应力不相等, 三电平波形也不对称。为了解决这个问题, 本节介绍一种分压电容均压方法。对于输入输出共地的 TL 变流器, 对上述方法进行适当调整, 可以确保其飞跨电容保持在合适的电压值,

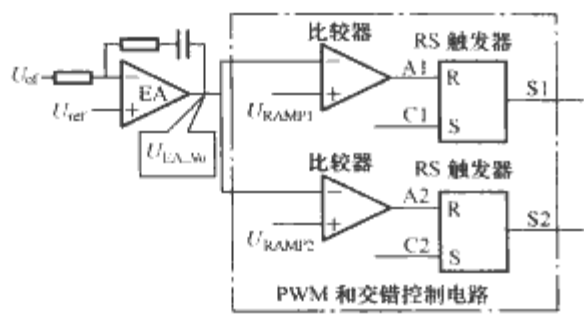
从而保证变流器的正常工作。

六种非隔离的 TL 变流器分压电容不均压的原因基本类似, 下面以 Buck TL 变流器为例分析分压电容不均压的原因。

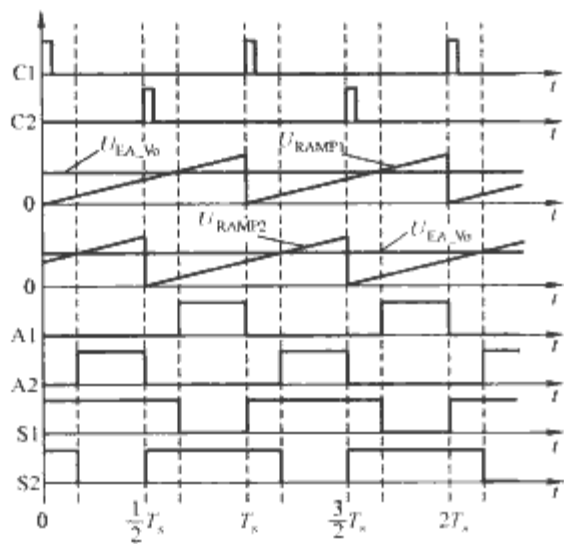
Buck TL 变流器如图 7.4-1 所示。无论 $D \geq 0.5$ 还是 $D < 0.5$, 都存在只有一只开关管 S1 或 S2 导通的情况, 此时分压电容 C_{d1} 或 C_{d2} 向负载提供能量, $u_{AB} = U_{cd1}$ [如图 7.4-2(b)所示]或 $u_{AB} = U_{cd2}$ [如图 7.4-2(c)所示]。如果两只开关管的占空比完全相等, 且开关管的特性完全相同, 那么两只分压电容在一个开关周期内提供的能量完全相等, 其电压是均衡的, 均为输入电压 U_{in} 的一半, 即 $U_{cd1} = U_{cd2} = U_{in}/2$ 。此时两只开关管的电压应力均为 $U_{in}/2$, 当只有一只开关管导通时, 加在滤波器两端的电压 $u_{AB} = U_{in}/2$ 。

图 7.4-32 给出了采用交错控制的控制电路框图及其主要波形, 其中时钟信号 C_1 和 C_2 相差 180° , 它们分别对应的锯齿波 U_{RAMP1} 和 U_{RAMP2} 也相差 180° , 输出电压误差放大器的输出信号 U_{EA_Vo} 分别与 U_{RAMP1} 和 U_{RAMP2} 相比较, 再通过两个 RS 触发器得到相差 180° 的驱动信号 S1 和 S2。

在实际电路中, 两个锯齿波不可能做到完全匹配, 即其幅值不可能完全相等, 同时开关管的驱动电路以及开关管的开关特性也不可能完全相同, 因此两只开关管的实际占空比必然存在一定的差异, 这样两只分压电容在一个开关周期内所提供的能量不可能相等, 其电压将一个高于 $U_{in}/2$, 另一个低于 $U_{in}/2$ 。在图 7.4-33 中, 假如 S1 的导通时间比 S2 短 Δt , 此时在一个开关周期内 C_{d1} 比 C_{d2} 提供的能量少, C_{d1} 的



(a)



(b)

图 7.4-32 交错控制电路

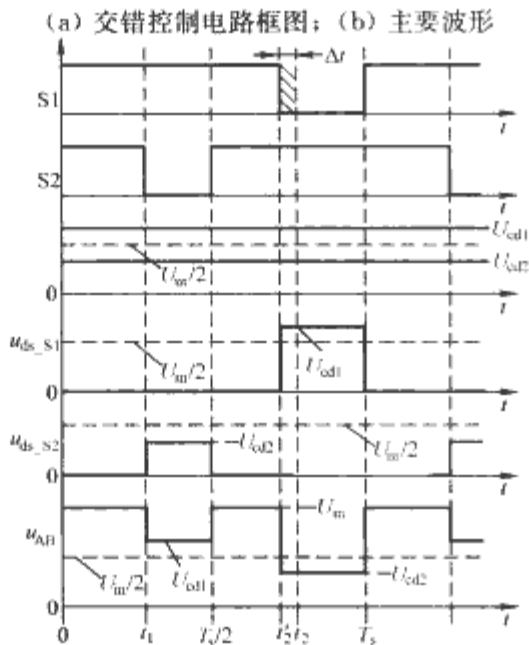


图 7.4-33 分压电容不均压时的波形

电压高于 $U_{in}/2$ ，而 C_{d2} 的电压低于 $U_{in}/2$ 。相应地，S1 的电压应力高于 $U_{in}/2$ ，而 S2 的电压应力低于 $U_{in}/2$ 。当只有 S1 导通时， u_{AB} 高于 $U_{in}/2$ ，而当只有 S2 导通时， u_{AB} 低于 $U_{in}/2$ ，因此 u_{AB} 是不对称的。显然此时 Buck TL 变流器不能正常工作。

2.2 分压电容均压的方法

2.2.1 Buck TL 变流器

为了使 Buck TL 变流器正常工作，必须确保分压电容均压，因此需要对开关管的占空比进行修正。图 7.4-34 给出了带有分压电容均压电路的交错控制电路框图及其主要波形。在图 7.4-34(b) 中，两个锯齿波的电压幅值不相等， U_{RAMP1} 的电压幅值比 U_{RAMP2} 的高，如果没有分压电容均压电路，S1 的占空比比 S2 小，这样 C_{d1} 的电压比 C_{d2} 高。

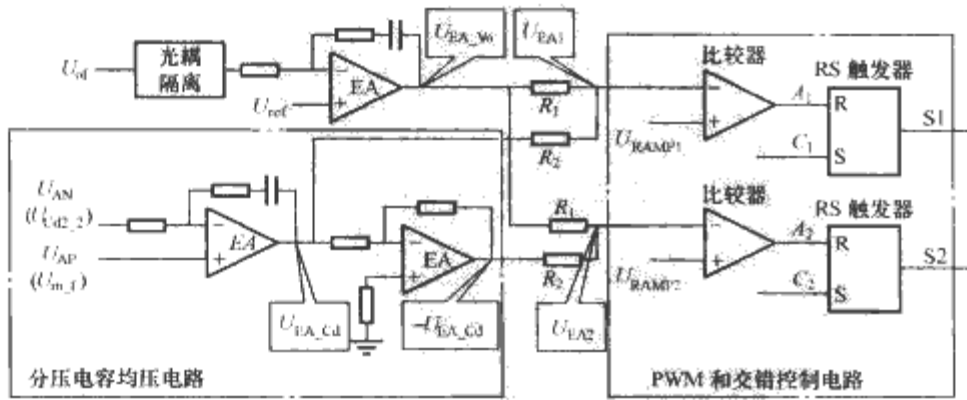
为了确保分压电容均压，只要保证其中一只分压电容电压为 $U_{in}/2$ 就可以了，由于 C_{d2} 与输入电源共地，因此可选择 C_{d2} 作为控制对象，使其为电压为 $U_{in}/2$ 。将 C_{d2} 的电压和输入电压 U_{in} 进行采样，得到 U_{cd2_f} 和 U_{in_f} 。将这两个采样信号进行比较，其误差经误差放大器后得到 U_{EA_Cd} 。请注意， C_{d2} 的电压和 U_{in} 的反馈系数分别 K_f 和 $K_f/2$ 。 U_{EA_Cd} 作为修正信号与输出电压误差放大器的输出信号 U_{EA_V0} 进行相加后作为误差信号 U_{EA1} 。对 U_{EA_Cd} 进行反向后作为修正信号与 U_{EA_V0} 进行相加后作为误差信号 U_{EA2} 。

在图 7.4-34(b) 中，假设 C_{d2} 的电压低于 $U_{in}/2$ ，那么 U_{EA_Cd} 为正，它使 U_{EA1} 升高，使 S1 的占空比增大。与此同时 $-U_{EA1}$ 为负，它使 U_{EA2} 降低，使 S2 的占空比减小。通过对两只开关管占空比的一加一减，使 C_{d2} 的电压升高， C_{d1} 的电压降低，这样就使两个分压电容电压均为 $U_{in}/2$ ，从而达到均压的目的。相反的，如果 C_{d2} 的电压高于 $U_{in}/2$ ，那么 U_{EA_Cd} 为负，它使 U_{EA1} 降低，使 S1 的占空比减小。与此同时， $-U_{EA1}$ 为正，它使 U_{EA2} 升高，使 S2 的占空比增大。通过对占空比的一加一减，使 C_{d2} 的电压降低， C_{d1} 的电压升高，这样就使两个分压电容电压均为 $U_{in}/2$ 。

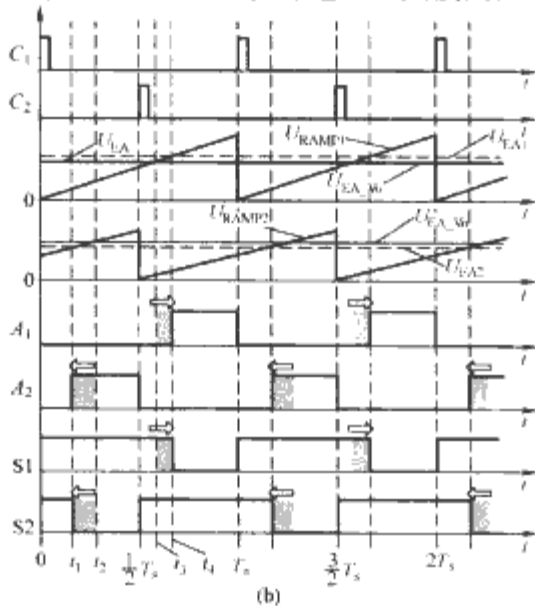
实际上，也可以只对 S1 的占空比进行修正，同样可以达到分压电容均压的目的，但这种方法不如前一种方法效果好。

2.2.2 其他非隔离 TL 变流器

该均压方法可应用到其他五种非隔离 TL 变流器中，不过所控制电容电压有所不同。表 7.4-1 给出了各非隔离 TL 变流器中均压电路的受控电压和参考电压及其接法。



(a)



(b)

图 7.4-34 带有分压电容均压电路的交错控制电路

(a) 带有分压电容均压电路的交错控制电路框图；(b) 主要波形

对于 Boost TL 变流器, 需要保证两个输出滤波电容均压, 选择 U_{cd2} 作为控制对象, 参考电压为 U_o 。Cuk TL 变流器需要保证两个中间储能电容 C_{b1} 和 C_{b2} 均压, 均压电路的受控电压和参考电压分别为 U_{cd2} 和 $U_{in} + U_o$ 。Buck-Boost TL 变流器有两个输入滤波电容和两个输出滤波电容, Sepic TL 变流器有两个输出滤波电容和两个中间储能电容, Zeta TL 变流器有两个输入滤波电容和两个中间储能电容, 对于这三种变流器, 只要保证其中一对分压电容均压, 就可以保证另一对分压电容均压。考虑到电压反馈的方便性, Buck-Boost TL 变流器均压电路的受控电压和参考电压分别为 U_{cd1} 和 U_o ; Sepic TL 变流器均压电路的受控电压和参考电压分别为 U_o 和 U_{cd2} ; Zeta TL 变流器均压电路的受控电压和参考电压分别为 U_{cd2} 和 U_{in} 。

需要说明的是, 参考电压的反馈系数是受控电压的一半, 以保证受控电压是参考电压的一半。另外, 由于开关管占空比的调整对受控电压的作用不一样, 因此均压电路的受控电压和参考电压的接法有所不同。在这六种变流器中, 除了 Cuk TL 变流器以外, 其余五种的均压电路中, 受控电压的反馈信号接到误差放大器的反相输入端, 作为反相端输入电压 U_{AN} , 参考电压的反馈信号接到误差放大器的同相输入端, 作为同相端输入电压 U_{AP} 。

在图 7.4-34(a) 中, 如果输出电压与受控电压不共地, 那么输出电压的检测信号需要采用光耦或其他方式进行电气隔离。表 7.4-1 说明了这六种变流器中输出电压的检测是否需要电气隔离。

表 7.4-1 非隔离 TL 变流器中均压电路的两个反馈信号

TL 变流器	参考电压 (U_{ref_cd})	受控电压 (U_{cd})	同相端输入 (U_{AP})	反向端输入 (U_{AN})	输出电压的检测是否需要隔离
Buck	U_{in}	U_{cd2}	U_{ref_cd}	U_{cd}	需要
Boost	U_o	U_{cd2}	U_{ref_cd}	U_{cd}	不需要
Buck-Boost	U_o	U_{cd1}	U_{ref_cd}	U_{cd}	不需要
Cuk	$U_{in} + U_o$	U_{cd2}	U_{cd}	U_{ref_cd}	需要
Sepic	U_o	U_{cd2}	U_{ref_cd}	U_{cd}	不需要
Zeta	U_{in}	U_{cd2}	U_{ref_cd}	U_{cd}	需要

2.3 输入输出共地的非隔离 TL 变流器的飞跨电容电压控制

输入输出共地的 Buck TL 变流器如图 7.4-29(a) 所示, 为了确保两只开关管的电压应力均为 $U_{in}/2$, 其飞跨电容 C_{block} 的电压必须控制在 $U_{in}/2$ 。如果两只开关管完全一致, 而且其占空比完全相等, 那么稳态工作时 C_{block} 的电压为 $U_{in}/2$ 。类似前面的分析, 在实际电路中, 控制电路和驱动电路会引起实际两只开关管的占空比不一致, 同时两只开关管的特性也不可能完全一致, 因此 C_{block} 的电压将会偏离 $U_{in}/2$ 。

当只有 S1 导通时, C_{block} 放电, 给负载提供能量, 其电压将降低; 当只有 S2 导通时, C_{block} 被充电, 其电压将升高。根据这个情况, 我们可以调整两只开关管的占空比, 来控制 C_{block} 的电压。比如, 如果 C_{block} 的电压高于 $U_{in}/2$, 则增大 S1 的占空比, 同时减小 S2 的占空比, 使 C_{block} 的电压降低; 反之, 如果 C_{block} 的电压低于 $U_{in}/2$, 则减小 S1 的占空比, 同时增大 S2 的占空比, 使 C_{block} 的电压升高。该控制思路可以采用图 7.4-34 所示的电路来实现, 为阐述方便,

图 7.4-35 给出带有飞跨电容电压控制电路的交错控制电路框图。

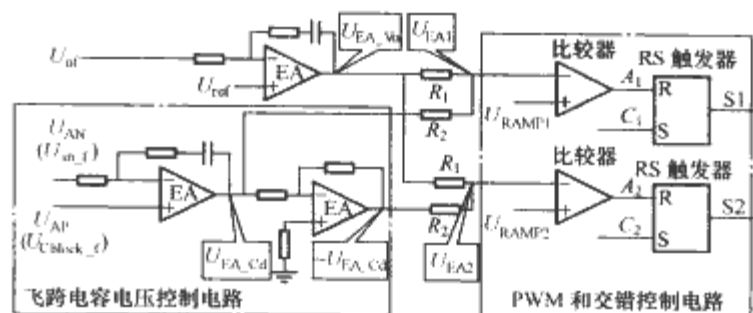


图 7.4-35 带有飞跨电容电压控制电路的交错控制电路框图

对于其他五种输入输出共地的 TL 变流器 (如图 7.4-29 所示), 其飞跨电容电压控制也可以采用图 7.4-35 所示的电路来实现。在不同的变流器中, 由于开关管占空比的调整对飞跨电容电压的作用不一样, 因此飞跨电容电压和参考电压的接法有所不同, 详见表 7.4-2。

由于飞跨电容是悬浮的, 其电压检测电路必须进行电气隔离 (图中没有给出), 而且其反馈系数是参考电压反馈系数的两倍, 以保证飞跨电容电压是参考电压的一半。

表 7.4-2 输入输出共地的非隔离 TL 变流器中飞跨电容电压控制电路的两个反馈信号

TL 变流器	参考电压 (U_{ref_chlock})	同相端输入 (U_{AP})	反向端输入 (U_{AN})
Buck	U_{in}	U_{chlock}	U_{ref_chlock}
Boost	U_o	U_{chlock}	U_{ref_chlock}
Buck-Boost	$U_{in} + U_o$	U_{chlock}	U_{ref_chlock}
Cuk	$U_{in} + U_o$	U_{ref_chlock}	U_{calak}
Sepic	$U_{in} - U_o$	U_{ref_chlock}	U_{chlock}
Zeta	$U_{in} - U_o$	U_{chlock}	U_{ref_chlock}

3 软开关 PWM 半桥 TL 变流器

3.1 基本的半桥 TL 变流器

基本的半桥 TL 变流器如图 7.4-36 所示, 其中 C_{d1} 和 C_{d2} 为两个输入分压电容, 其容量很大且相等, 其电压均为输入电压 U_{in} 的一半, 即 $U_{cd1} = U_{cd2} = U_{in}/2$ 。S1~S4 是四只开关管, VD1~VD4 分别是 S1~S4 的内部寄生二极管, VD5 和 VD6 是续流二极管 (在 TL 逆变器中被称为钳位二极管); T_r 为高频变压器, VDR1 和 VDR2 为输出整流二极管, L_f 和 C_f 分别为输出滤波电感和滤波电容。该变流器的特点是四只开关管的电压应力均为输入电压的一半, 因此适用于高输入电压的应用场合。

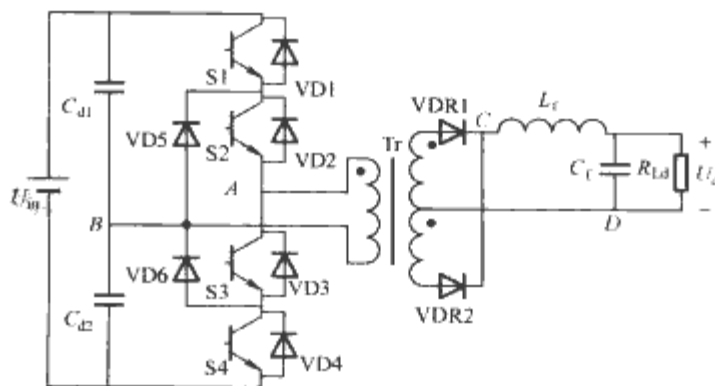


图 7.4-36 基本的半桥 TL 变流器

为了减小变流器的体积和重量,必须提高开关频率,这就要求实现开关管的软开关,减小开关管的开关损耗。软开关 PWM 半桥 TL 变流器可分为两类:零电压开关(Zero-Voltage-Switching, ZVS)方式和零电压零电流(Zero-Voltage and Zero-Current-Switching, ZVZCS)方式,下面分别加以介绍。

3.2 零电压开关 PWM 半桥 TL 变流器

3.2.1 工作原理

图 7.4-37(a)给出了 ZVS PWM 半桥 TL 变流器的主电路图,与图 7.4-36 不同的是, $C_1 \sim C_4$ 分别是 S1~S4 的结电容。 L_r 是谐振电感,它包括了变压器的漏感。 C_{ss} 是飞跨电容,其容量较大,在稳态工作时, C_{ss} 的电压为 $U_{css} = U_{in}/2$ 。该变流器采用移相控制(Phase-shifted, PS)方法,其中 S1 和 S4 为超前管, S2 和 S3 为滞后管。图 7.4-37(b)给出了 ZVS PWM 半桥 TL 变流器的主要波形。

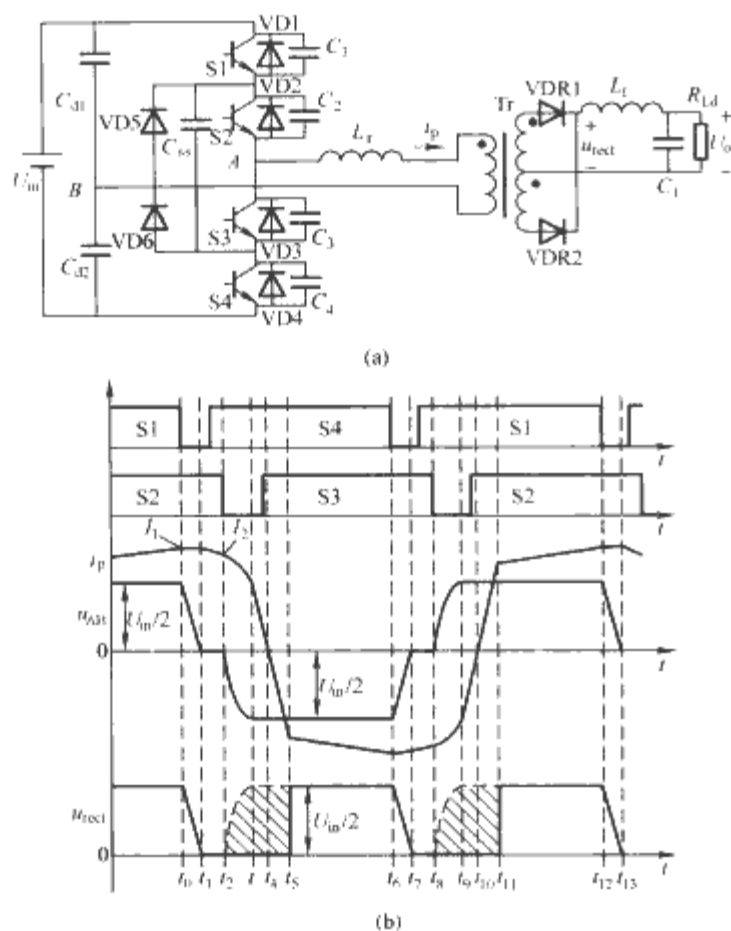


图 7.4-37 PS ZVS PWM 半桥 TL 变流器
(a) 主电路; (b) 主要波形

在一个开关周期中, ZVS PWM 半桥 TL 变流器有十二种开关状态,图 7.4-38 给出了该变流器在 $[t_0, t_6]$ 半个开关周期内不同开关模式下的等效电路。在分析之前,作出如下假设:①所有开关管、二极管均为理想器件;②所有电感、电容和变压器均为理想元件;③ $C_1 = C_4 = C_{lead}$, $C_2 = C_3 = C_{lag}$;④ $L_f \gg L_r/K^2$, K 是变压器二次侧匝比。

(1) 开关模式 0, t_0 时刻之前,如图 7.4-38(a)所示, S1 和 S2 导通, VDR1 导通, VDR2 截止。

(2) 开关模式 1, $[t_0, t_1]$ 。如图 7.4-38(b)所示,在 t_0 时刻关断 S1,一次侧电流 i_p 给 C_1 充电,同时通过 C_{ss} 给 C_4 放电。由于 L_r 和滤波电感 L_f 是串联的,而 L_f 很大,可认为 i_p 近似不变。 C_1 的电压从零开始线性上升, C_4 的电压从 $U_{in}/2$ 开始线性下降, S1 是零电压关断。在 t_1 时刻, C_1 的电压上升到 $U_{in}/2$, C_4 的电压下降到零, A 点电压为 $U_{in}/2$, VD5 自然导通。

(3) 开关模式 2, $[t_1, t_2]$,如图 7.4-38(c)所示, VD5 导通后,将 S4 的电压钳在零位,此时可以零电压开通 S4。在这段时间里, i_p 等于折算到一次侧的滤波电感电流。在 t_2 时刻, i_p 下降到 I_2 。

(4) 开关模式 3, $[t_2, t_3]$,如图 7.4-38(d)所示,在 t_2 时刻关断 S2, i_p 给 C_2 充电,同时通过 C_{ss} 给 C_3 放电。由于 C_2 和 C_3 的存在, S2 是零电压关断。此时 $u_{AB} = -u_{c2}$, u_{AB} 的极性自零变为负,变压器二次侧绕组电动势有下正上负的趋势,使 VDR2 导通。由于 VDR1 和 VDR2 同时导通,变压器二次侧绕组电压为零,一次侧绕组电压也为零, u_{AB} 直接加在 L_r 上。因此这时 L_r 和 C_2 、 C_3 谐振工作。在 t_3 时刻, C_2 的电压上升到 $U_{in}/2$, C_3 的电压下降到 0, VD3 自然导通。

(5) 开关模式 4, $[t_3, t_4]$,如图 7.4-38(e)所示, VD3 导通后,可以零电压开通 S3。由于两个整流管同时导通,变压器二次侧绕组和一次侧绕组电压均为零,这样 $U_{in}/2$ 加在 L_r 上, i_p 线性下降。到 t_4 时刻, i_p 下降到零, VD2 和 VD3 自然关断。

(6) 开关模式 5, $[t_4, t_5]$,如图 7.4-38(f)所示, i_p 反方向流动,流经 S3 和 S4。由于 i_p 不足以提供负载电流,两个整流管同时导通。加在 L_r 上的电压为 $U_{in}/2$, i_p 反向线性上升。在 t_5 时刻, i_p 达到折算到一次侧的负载电流 $-I_{L1}$ (t_5)/K, VDR1 关断,负载电流全部流过 VDR2。

(7) 开关模式 6, $[t_5, t_6]$,如图 7.4-38(g)所示,在这段时间里,电源给负载供电。

在 t_6 时刻, S4 关断,变流器开始另一半周期工作,其工作情况类似于上述半个周期。

3.2.2 特点

(1) 实现 ZVS 的条件。由上面的分析可知,要实现开关管的零电压开通,必须有足够的能量来:①抽走即将开通的开关管的结电容(或并联电容)上的电荷;②给关断开关管的结电容(或并联电容)充电。也就是说,要实现开关管的零电压开通,必须满足下式

$$E > \frac{1}{2} C_i \left(\frac{U_{in}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} C_i \left(\frac{U_{in}}{2} \right)^2 = C_i \frac{U_{in}^2}{4} \quad (i = \text{lead, lag}) \quad (7.4-21)$$

超前管开关时, L_f 与 L_r 是串联的,用来实现 ZVS 的能量是 L_r 和 L_f 中的能量。 L_f 一般很大,其能量很容易满足式(7.4-21),因此超前管容易实现 ZVS。

滞后管开关时,变压器二次侧是短路的,实现 ZVS 的能量只有 L_r 的能量,如果不满足式(7.4-22),滞后管就无法实现 ZVS。 L_r 比 L_f 要小得多,因此滞后管要实现 ZVS 比较困难。

$$\frac{1}{2} L_r I_2^2 > C_{lag} \frac{U_{in}^2}{4} \quad (7.4-22)$$

要在某一负载范围内实现滞后管的 ZVS,就可知道最小负载电流,由此可得 I_{2min} ,利用式(7.4-22)就可计算所需的 L_r 。

(2) 占空比丢失。 L_r 使 ZVS TL 变流器的二次侧有效占空比 D_{eff} 小于一次侧占空比 D_p ,其差值就是占空比丢失 D_{loss} 。产生 D_{loss} 的原因是在图 7.4-37(b)的 $[t_2, t_5]$ 和 $[t_8, t_{11}]$ 时段里,虽然一次侧有正电压方波(或负电压方波),但原边不足以提供负载电流,二次侧所有整流管均导通, u_{rect} 为零。这样二次侧就丢失了 $[t_2, t_5]$ 和 $[t_8, t_{11}]$ 这部分电压方波,这部分时间与 $T_s/2$ 的比值就是 D_{loss} ,即

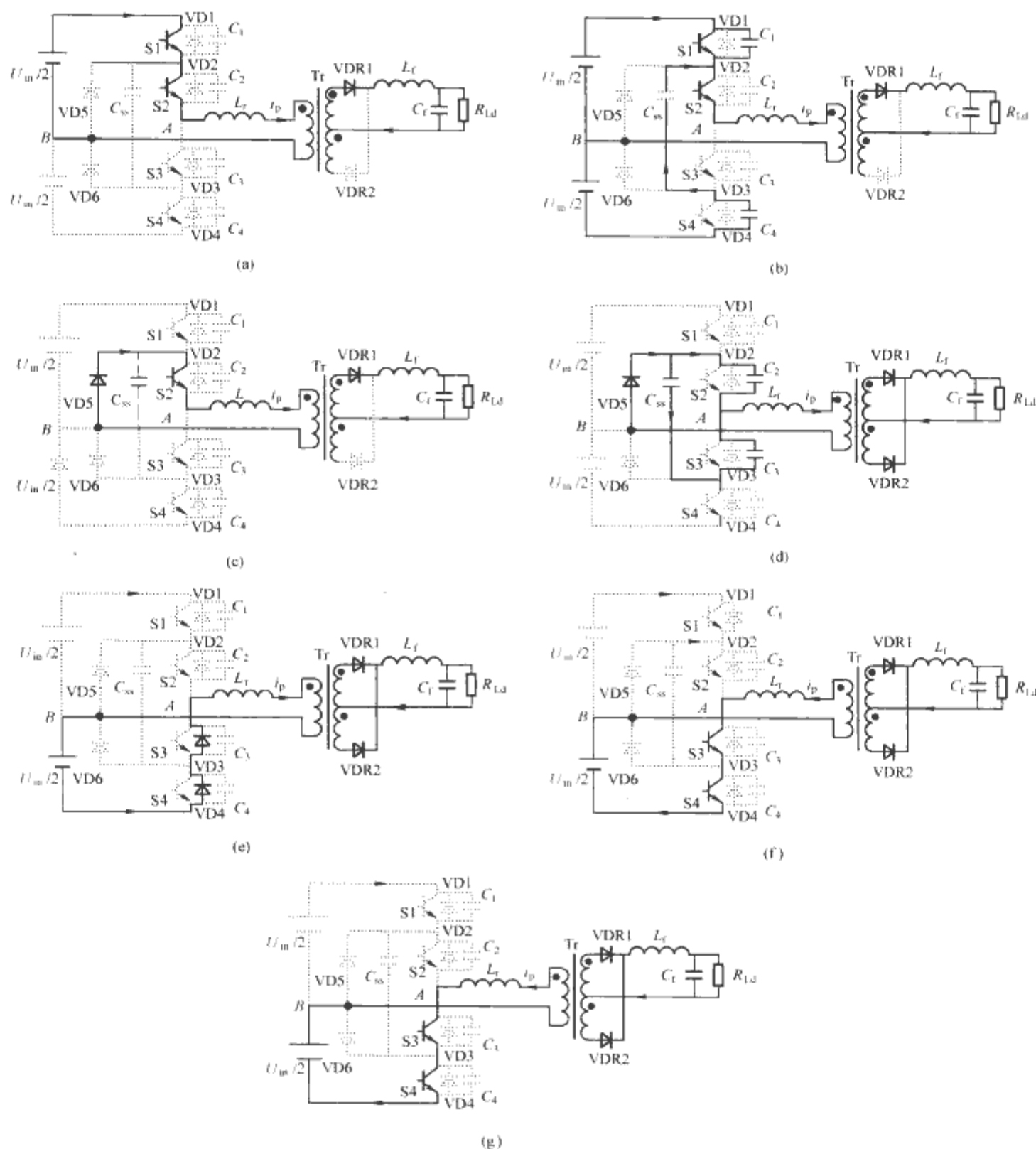


图 7.4-38 各种开关状态的等效电路
(a) t_0 时刻; (b) $[t_0, t_1]$; (c) $[t_1, t_2]$; (d) $[t_2, t_3]$;
(e) $[t_3, t_4]$; (f) $[t_4, t_5]$; (g) $[t_5, t_6]$

$$D_{\text{loss}} = \frac{t_{25}}{T_s/2}$$

t_{23} 与谐振电感和滞后管结电容的谐振周期有关,一般比 t_{35} 小很多,因此可以忽略。忽略滤波电感电流的脉动,可近似认为 $I_2 = I_o/K$, $I_{Ld}(t_3) = I_o$,那么有

$$D_{\text{loss}} = \frac{8L_r I_o}{KU_{in} T_s} \quad (7.4-23)$$

从式(7.4-23)中可知, L_r 越大, D_{loss} 越大;负载电流越大, D_{loss} 越大; U_{in} 越低, D_{loss} 越大。也就是说,在输入电压最低、满载输出时, D_{loss} 最大。

D_{loss} 使 D_{eff} 减小,为得到所要求的输出电压,必须减小一、二次侧的匝比。而匝比的减小,带来两个问题:①一次侧电流增加,开关管的电流峰值要增加,通态损耗加大;②二次侧整流管耐压值增加。为了减小 D_{loss} ,提高 D_{eff} ,可以将谐振电感改为饱和电感。

3.3 其他的零电压开关 PWM 半桥 TL 变流器

3.3.1 加钳位二极管的零电压开关 PWM 半桥 TL 变流器

上面讨论的 ZVS PWM 半桥 TL 变流器实现了开关管的软开关,而输出整流管依然存在反向恢复问题,反向恢复引起电压振荡,输出整流管要承受电压尖峰。在该变流器中加入两个二极管 VD7 和 VD8,可以消除输出整流管的电压振荡和电压尖峰,同时保留了原变流器的所有优点。该变流器及其主要波形如图 7.4-39 所示。该变流器还可以进一步简化,就是将二极管 VD5 和 VD6 删去,同样可以消除输出整流管的电压振荡和电压尖峰。

图 7.4-39 所示的变流器存在以下不足:①在一次侧电压为零时(零状态),谐振电感被钳位二极管短路,其电流保持不变,存在较大的导通损耗;②钳位二极管在一个开关周期中导通两次,其中一次与消除整流管的电压振荡无关,

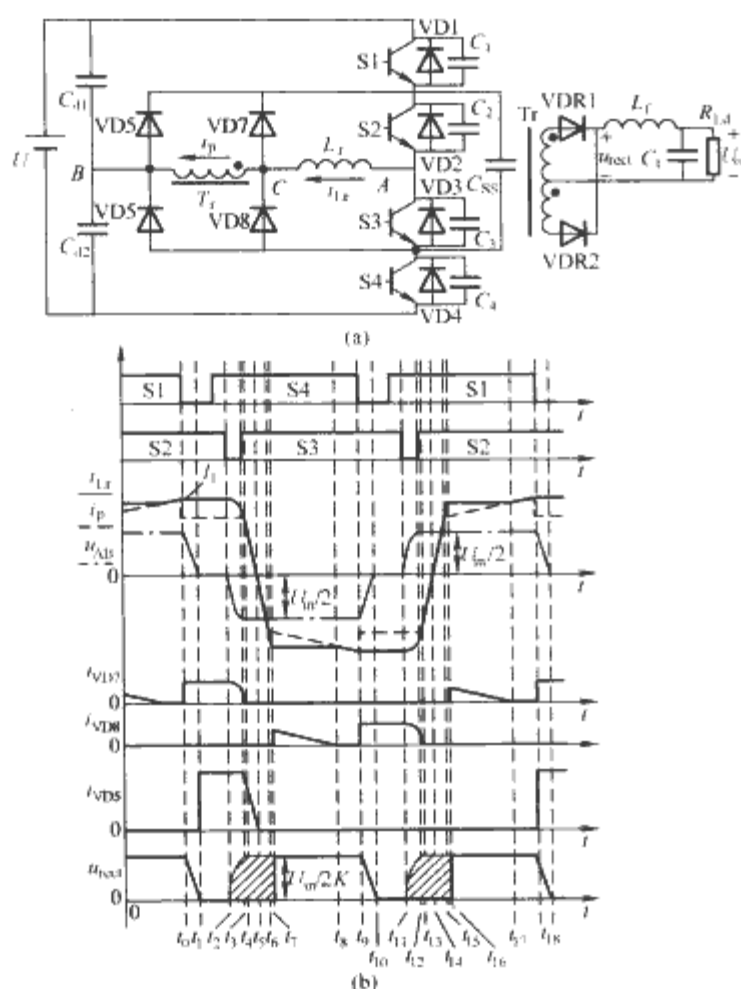


图 7.4-39 加钳位二极管的
ZVS PWM 半桥 TL 变流器
(a) 主电路; (b) 主要波形

如图 7.4-39(b) 中的 $[t_0, t_3]$ 时段和 $[t_9, t_{12}]$ 时段;
③ 为了防止变压器直流磁化, 可以在变压器一次侧或谐振电感中串联一个隔直电容。但是隔直电容上的直流分量会导致变压器一次侧电流或谐振电感电流不对称, 影响变流器的可靠工作。

为了解决上述问题, 可以对加钳位二极管的变流器进行改进, 简单地将谐振电感和变压器互换位置, 如图 7.4-40 所示。它不仅可以消除输出整流管的电压振荡和电压尖峰, 还解决了以下三个问题: ① 钳位二极管在一个开关周期中只导通一次, 减小了电流有效值; ② 在零状态时谐振电感电流较小, 减小了导通损耗, 可以提高变流器的效率; ③ 将隔直电容与变压器串联, 不仅可以防止变压器直流磁化, 而且隔直电容上的直流分量不会影响变压器一次侧电流或谐振电感电流。同样, 图 7.4-40 所示的变流器中, 二极管 VD5 和 VD6 也可以删去。

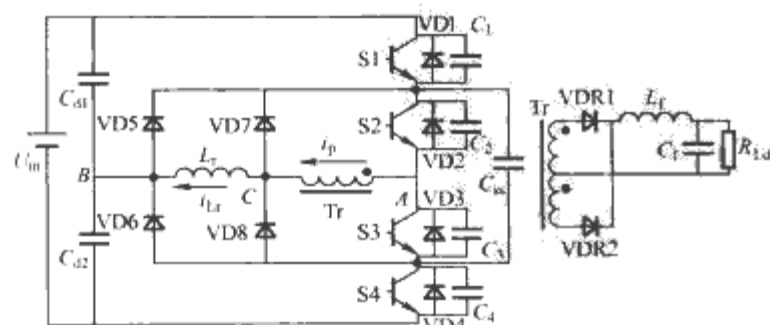


图 7.4-40 改进型加钳位二极管的
ZVS PWM 半桥 TL 变流器

3.3.2 加辅助网络的零电压开关 PWM 半桥 TL 变流器

前面已提到, 图 7.4-37 所示的变流器中里面的两只开

关管, 即滞后管, 实现 ZVS 比较困难, 为了拓宽其实现 ZVS 的负载范围, 可以在该变流器中加入由两个电容 C_{a1} 和 C_{a2} 和一个电感 L_{a1} 的辅助电路, 如图 7.4-41(a) 所示。 C_{a1} 和 C_{a2} 起到了飞跨电容的作用, 其稳态电压均为 $U_{in}/4$ 。当 S2 导通时, C_{a1} 的电压加在 L_{a1} 两端, 使其电流 i_{La1} 线性上升; 当 S3 导通时, C_{a2} 的电压加在 L_{a1} 两端, 使 i_{La1} 线性下降。由于 S2 和 S3 是为 180° 互补导通, 而它们的开关过程很短, 可以忽略, 因此加在 L_{a1} 上的电压近似为一个幅值为 $U_{in}/4$ 的方波电压, i_{La1} 近似为一个三角波形。在 S2 关断时刻, i_{La1} 流出节点 A, 与一次侧电流 i_p 一起, 给 C_2 充电并给 C_3 放电。当 S3 关断时, i_{La1} 流进节点 A, 与 i_p 一起, 给 C_3 充电并给 C_2 放电。实际上, 辅助电感 L_{a1} 和漏感的能量一起用来实现里面两只开关管的 ZVS, 这样就拓宽了里面两只开关管实现 ZVS 的负载范围。

为了进一步拓宽外面两只开关管, 即超前管, 实现 ZVS 的负载范围, 可以再引入一只辅助电感 L_{a2} , 如图 7.4-41(b) 所示。当 S1 导通时, C_{d1} 和 C_{a1} 的电压 ($U_{in}/2 - U_{in}/4 = U_{in}/4$) 加在 L_{a2} 两端, 使其电流 i_{La2} 线性上升; 当 S4 导通时, C_{d2} 和 C_{a2} 的电压加在 L_{a2} 两端, 使 i_{La2} 线性下降。由于 S1 和 S4 为 180° 互补导通, 与辅助电感 L_{a1} 类似, L_{a2} 的电压也近似为一个幅值为 $U_{in}/4$ 的方波电压, i_{La2} 近似为一个三角波形。在 S1 关断时刻, i_{La2} 流出 S1 和 S2 的连接点, 与

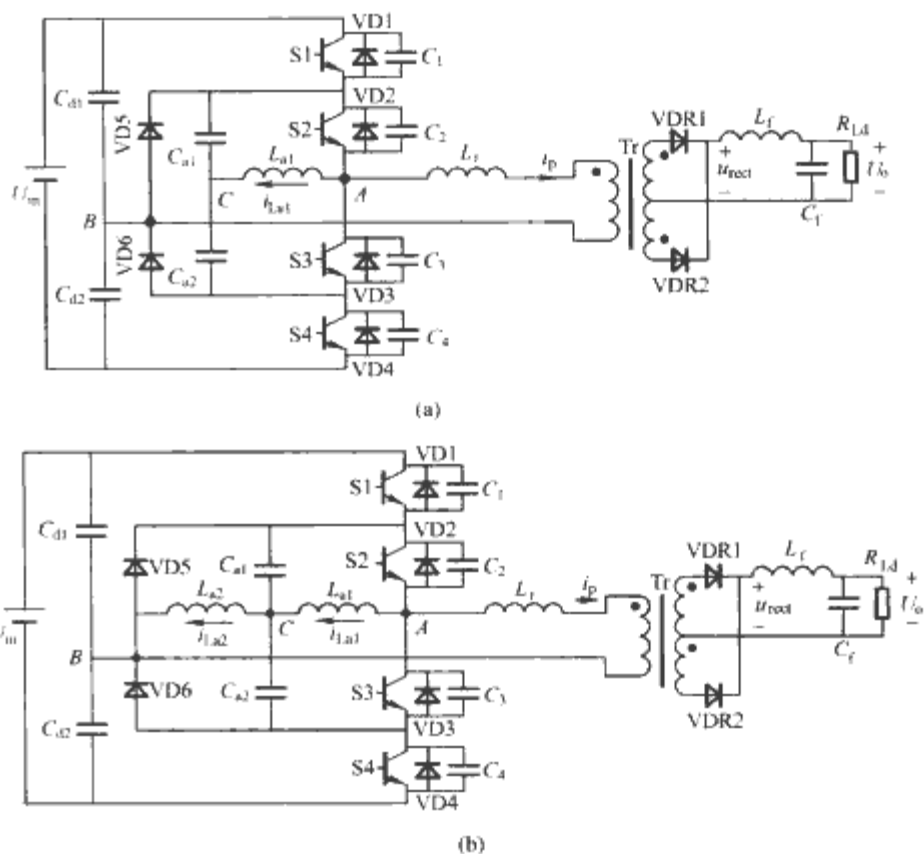


图 7.4-41 加辅助网络的零电压开关
PWM 半桥 TL 变流器

(a) 加入一只辅助电感; (b) 加入两只辅助电感

i_p 一起, 给 C_1 充电并给 C_4 放电。当 S4 关断时, i_{La2} 流进 S3 和 S4 的连接点, 与 i_p 一起, 给 C_4 充电并给 C_1 放电。实际上, 用来实现外面两只开关管 ZVS 的能量不仅有漏感和输出滤波电感的能量, 还有辅助电感 L_{a2} 的能量, 外面两只开关管几乎可以在从空载到满载的范围内实现 ZVS。

3.3.3 倍流整流方式的零电压开关 PWM 半桥 TL 变流器

图 7.4-42 给出了倍流整流方式 (Current Doubler Rectifier, CDR) ZVS PWM 半桥 TL 变流器, 它利用两个输出滤波电感的能量, 可以在很宽的负载范围内实现开关管的

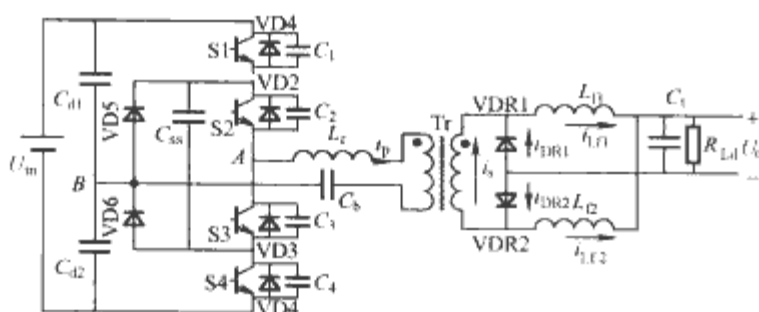


图 7.4-42 CDR ZVS PWM 半桥 TL 变流器

ZVS，而且输出整流管自然换流，从而避免了反向恢复引起的电压振荡和电压尖峰。

3.4 零电压零电流开关 PWM 半桥 TL 变流器

3.4.1 工作原理

图 7.4-43 给出了 ZVZCS PWM 半桥 TL 变流器的主要电路和主要波形，它采用移相控制。与图 7.4-36 不同的是， L_{lk} 是变压器的一次侧漏感， C_b 是阻断电容，它使一次侧电流 i_p 在零状态时减小到零，二极管 VD2 和 VD3 为了用于防止 i_p 减小到零后反方向流动，从而实现滞后管 S2 和 S3 的 ZCS。

在分析之前，做如下假设：① 所有开关管、二极管均为理想器件；② 电感、电容均为理想元件；③ 阻断电容 C_b 足够大；④ $C_1=C_4=C_r$ ；⑤ 滤波电感 L_f 足够大，可以认为是一个恒流源，其电流为输出电流 I_o 。

变流器在一个开关周期中有十种开关模式，它在 $[t_0, t_5]$ 半个开关周期内的等效电路如图 7.4-44 所示，各开关模式的工作情况描述如下：

(1) 开关模式 0， $[t_0, t_1]$ ，如图 7.4-44(a) 所示，在 t_0 时刻，S1 和 S2 导通， $u_{AB} = (+1)U_{in}/2$ ， i_p 给 C_b 充电。一次侧电流为 $I_{p0} = I_o/K$ ，其中 K 为变压器一、二次侧匝比。 C_b 的电压为 $U_{cb}(t_0)$ 。

(2) 开关模式 1， $[t_1, t_2]$ ，如图 7.4-44(b) 所示，在 t_1 时刻关断 S1， i_p 给 C_1 充电，同时通过 C_{ss} 给 C_4 放电。由于有 C_1 和 C_4 ，S1 是零电压关断。此时漏感 L_{lk} 和滤波电感 L_f 相串联， L_f 一般很大， i_p 近似不变，类似于一个恒流源，其大小为 $I_{p0} = I_o/K$ 。 i_p 同时给 C_b 充电。 C_1 的电压线性上升， C_4 的电压线性下降。在 t_2 时刻， C_1 的电压上升到 $U_{in}/2$ 时， C_4 的电压下降到 0，A 点电位为 $U_{in}/2$ ，VD5 自然导通，这时 $u_{AB} = 0$ 。

(3) 开关模式 2 $[t_2, t_3]$ ，如图 7.4-44(c) 所示，当 VD5 导通后， C_4 的电压被钳在 0，因此可以零电压开通 S4。在这段时间里，VD5 和 S2 导通， $u_{AB} = 0$ 。此时加在变压器一次侧绕组和漏感上的电压为阻断电容电压 u_{cb} ， i_p 开始减小，不足以提供负载电流，变压器二次侧两个整流管 VDR1 和 VDR2 同时导通，因此变压器一、二次侧绕组电压均为零。这样 u_{cb} 全部加在 L_{lk} 上，由于 C_b 较大，可认为其电压在这段时间内基本不变，因此 i_p 线性减小。在 t_3 时刻，一次侧电流下降到零。

(4) 开关模式 3 $[t_3, t_4]$ ，如图 7.4-44(d) 所示，在开关模式 3 中， $i_p = 0$ ，B 点对地电压为 $u_B = U_{in}/2$ ，A 点对地电压为 $u_A = U_{in}/2 + U_{cb}$ 。二次侧两个整流管同时导通，均分负载电流。

(5) 开关模式 4 $[t_4, t_5]$ ，如图 7.4-44(e) 所示，在 t_4 时刻，关断 S2，此时 S2 中并没有电流流过，因此 S2 是零电流关断。在很小的延时后，开通 S3，由于漏感的存在， i_p 不能突变，S3 近似为零电流开通。由于 i_p 不足以提供负载电

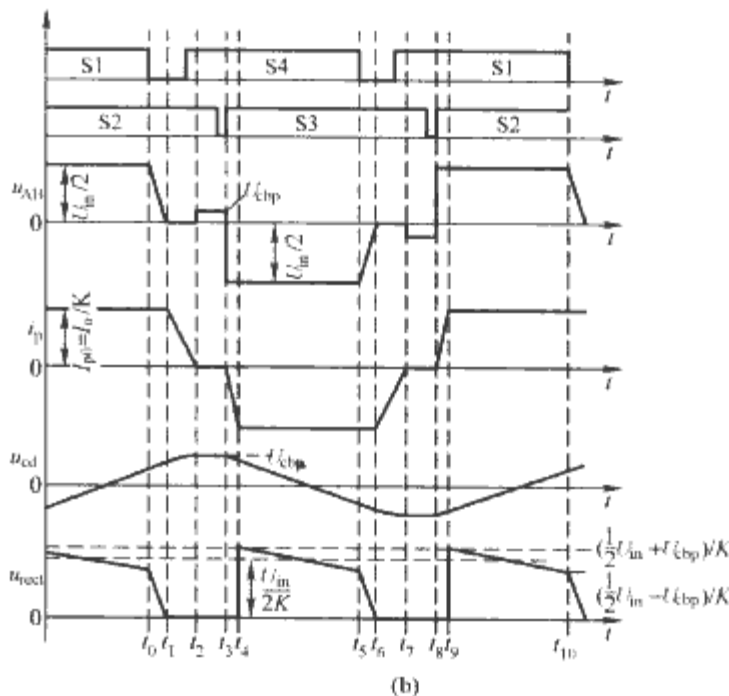
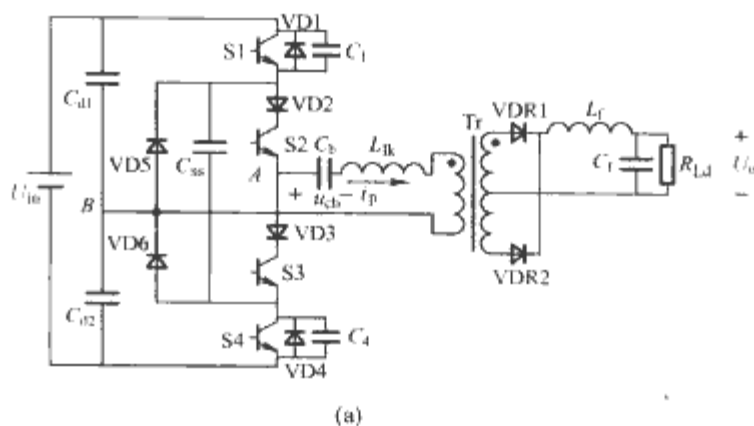


图 7.4-43 ZVZCS PWM 半桥 TL 变流器

(a) 主电路；(b) 主要波形

流，二次侧两个整流管依然同时导通，变压器的一、二次侧绕组被钳在零电压。此时加在漏感两端的电压为 $-(U_{in}/2 + U_{cb})$ ， i_p 从零开始反方向线性上升。在 t_5 时刻， i_p 反方向上升到折算到一次侧的负载电流。

(6) 开关模式 5 $[t_5, t_6]$ ，如图 7.4-44(f) 所示，从 t_5 时刻开始，一次侧为负载提供能量，同时给阻断电容反向充电。VDR1 关断，所有负载电流均流过 VDR2。

t_5 时刻关断 S4，开始 $[t_5, t_{10}]$ 的另一个半周期，其工作情况类似于前面描述的 $[t_0, t_5]$ 。

3.4.2 参数设计

(1) 阻断电容的峰值电压。一般 $C_r \ll C_b$ ，可以得到阻断电容的峰值电压为

$$U_{cbp} = \frac{I_{p0}}{2C_b} t_{45}$$

(2) 实现超前管 ZVS 的条件。从前面的分析可以看出，超前管实现 ZVS 所用的主要是输出滤波电感的能量，而输出滤波电感一般较大，其能量足以在很宽的负载范围内使超前管实现 ZVS。

(3) 最大有效占空比 D_{effmax} 。从前面的分析中可以知道，要实现滞后管的 ZCS， i_p 必须在滞后管关断之前从负载电流减小到零。 i_p 从负载电流减小到零的时间 t_{12} 为

$$t_{12} = \frac{2L_{lk}C_b}{t_{45}} = \frac{2L_{lk}C_b}{D_{eff}T_s/2} = \frac{4L_{lk}C_b}{D_{eff}T_s} \quad (7.4-24)$$

式中： D_{eff} 为有效占空比； T_s 为开关周期。

从图 7.4-45 中可以知道，本变流器的最大有效占空比 D_{effmax} 由式 (7.4-25) 决定

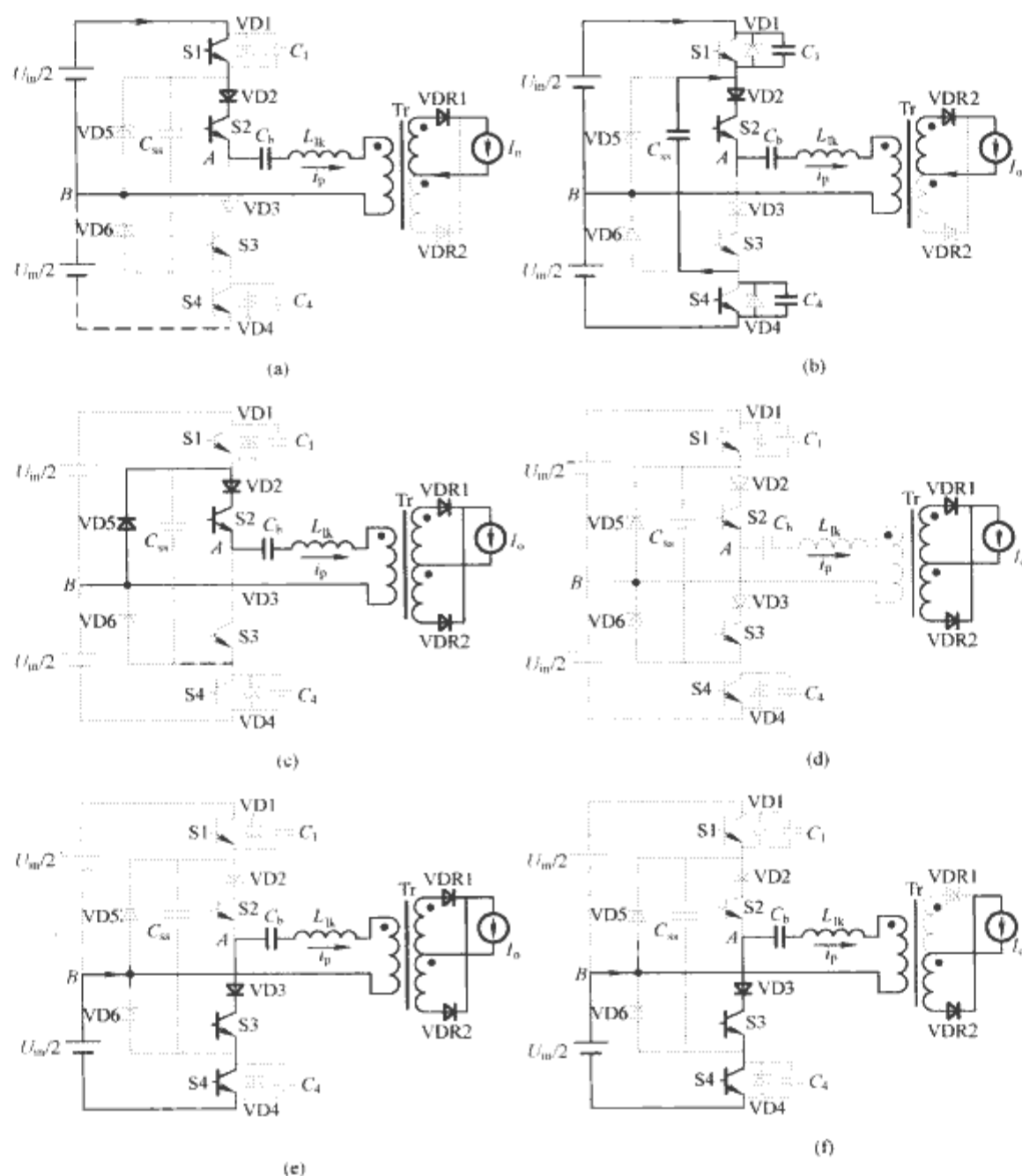


图 7.4-44 各个开关模式的等效电路

(a) t_0 时刻; (b) $[t_0, t_1]$; (c) $[t_1, t_2]$; (d) $[t_2, t_3]$; (e) $[t_3, t_4]$; (f) $[t_4, t_5]$

$$D_{\text{effmax}} < 1 - D_{\text{reset}} - D_{\text{ZCS}} - D_{\text{loss}} \quad (7.4-25)$$

式中: $D_{\text{reset}} = \frac{t_{12}}{T_s/2}$; $D_{\text{ZCS}} = \frac{T_{\text{ZCS}}}{T_s/2}$; T_{ZCS} 为滞后管实现 ZCS 的时间, 它取决于开关管的关断特性; $D_{\text{loss}} = \frac{t_{34}}{T_s/2}$ 为漏感造成的占空比丢失。

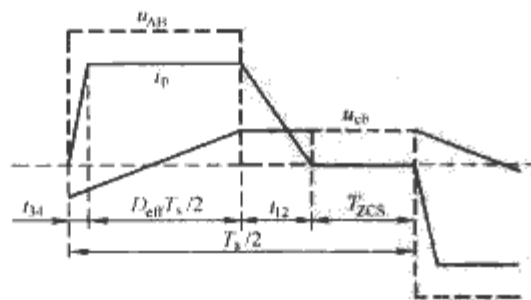


图 7.4-45 最大有效占空比的确定

(4) 实现滞后管 ZCS 的条件。从式(7.4-24)中可以看出, t_{12} 与负载电流无关, 与占空比 D_{eff} 成反比。也就是说, 只要满足式(7.4-25), 就可以在任意负载和输入电压变化范围内实现滞后管的 ZCS。

(5) 滞后管的电压应力。滞后管的电压应力为 $U_{\text{in}}/2 + U_{\text{cbp}}$, 而且要承受反向电压 U_{cbp} , 因此滞后管要串联二极管

以防止反向击穿。

(6) 阻断电容的选择。阻断电容 C_b 的选择受到两个因素的制约: ① 为了提高 D_{effmax} , C_b 应当尽量小; ② 为了降低滞后管的电压应力和反向电压, C_b 应当尽量大。因此要权衡选择 C_b , 一般在输出满载时, 阻断电容电压峰值 $U_{\text{cbp}} = 10\% U_{\text{in}}$ 。

3.5 其他的零电压零电流开关 PWM 半桥 TL 变流器

ZVZCS PWM 半桥 TL 变流器的关键点是: 在零状态时, 通过阻断电容电压使一次侧电流减小到零, 但需要采取措施防止其反向流动。基于上述考虑, 还可以得到几种 ZVZCS PWM 半桥 TL 变流器, 如图 7.4-46 所示。图 7.4-46(a) 在变压器一次侧串入一个饱和电感, 在零状态时, 饱和电感工作在线性状态, 阻止 i_p 反向流动。在 +1 状态和 -1 状态时, 它工作在饱和状态。在图 7.4-46(b) 中, 将阻断电容 C_b 移至二次侧, 并加入一个辅助开关管 S_b , 它们实际上是一个有源钳位电路。该电路不仅可以使一次侧电流复位, 而且可以抑制二次侧的电压振荡。图 7.4-46(c) 和 (d) 也是将阻断电容 C_b 移至二次侧, 在零状态时, 阻断电容的能量被释放至负载。图 7.4-46(e) 是给变压器增加了一个辅助绕组。

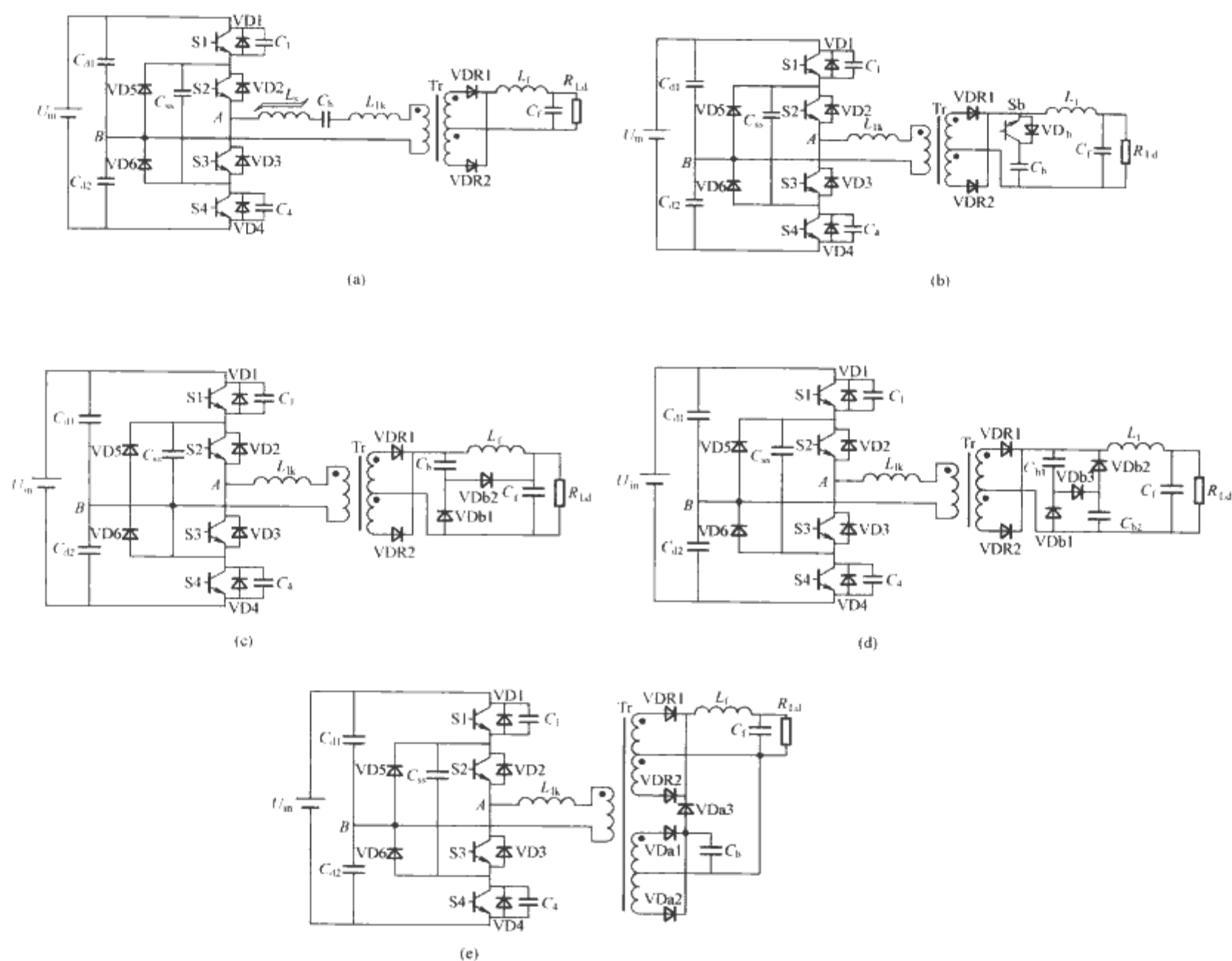


图 7.4-46 ZVZCS PWM 半桥 TL 变流器电路拓扑

(a) 加入饱和电感；(b) 在二次侧加入有源钳位电路；(c) 1 号二次侧复位电路；(d) 2 号二次侧复位电路；(e) 增加一个辅助绕组

4 零电压开关 PWM 复合式全桥三电平变流器

4.1 电路拓扑与控制策略

基本的 H-FB TL 变流器如图 7.4-47 所示。四只开关管 $S1 \sim S4$ 及其反并二极管 $VD1 \sim VD4$ 、输入分压电容 C_{d1} 和 C_{d2} 、续流二极管 $VD7$ 和 $VD8$ 组成三电平桥臂； $S5$ 和 $S6$ 及其反并二极管 $VD5$ 和 $VD6$ 组成两电平桥臂。 $VDR1$ 和 $VDR2$ 是输出整流管， L_f 是输出滤波电感， C_f 是输出滤波电容， R_{ld} 是负载。

图 7.4-48 给出了 H-FB TL 变流器的控制策略。 $S2$ 和 $S3$ 为 180° 互补导通， $S5$ 和 $S6$ 为 180° 互补导通， $S2$ 和 $S3$ 与 $S5$ 和 $S6$ 移相工作，相对于 $S6$ 和 $S5$ 分别超前一个相位。

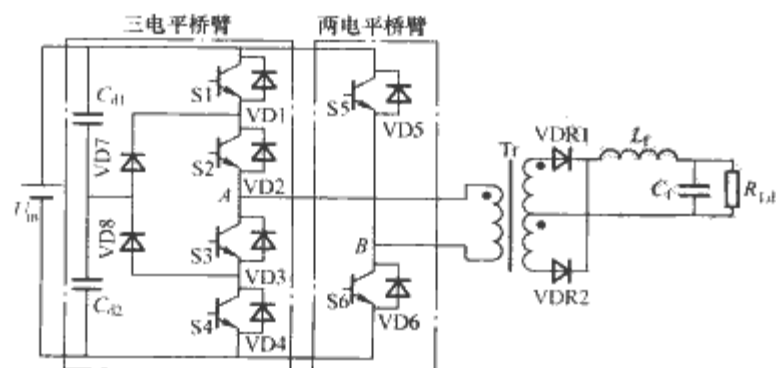


图 7.4-47 基本的 H-FB TL 变流器

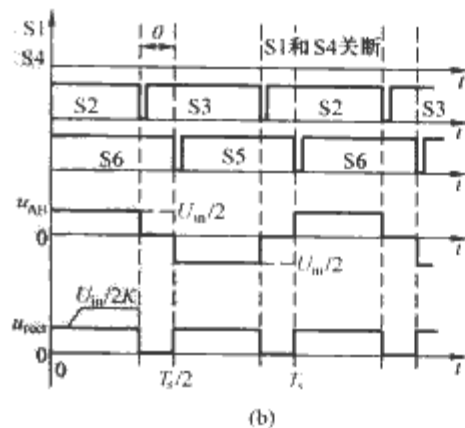
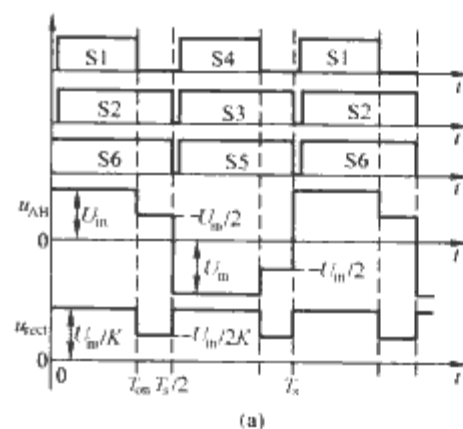


图 7.4-48 H-FB TL 变流器的控制策略

(a) 三电平模式；(b) 两电平模式

$S1$ 和 $S4$ 分别同相位于 $S2$ 和 $S3$ PWM 工作。故定义 $S1$ 和 $S4$ 为斩波管， $S2$ 和 $S3$ 为超前管， $S5$ 和 $S6$ 为滞后管。

当输入电压较低或输出电压较高时， $S1$ 和 $S4$ PWM 工作， $S2$ 、 $S3$ 分别与 $S6$ 、 $S5$ 同相位工作，输出整流后的电压为三电平波形，我们称之为三电平 (3L) 模式。调节 $S1$ 和 $S4$ 的脉宽可调节输出电压。当输入电压较高或输出电压较低时， $S1$ 和 $S4$ 的脉宽将减小到零， $S2$ 、 $S3$ 与 $S6$ 、 $S5$ 移相工作，此时输出整流后的电压为两

电平波形,我们称之为两电平(2L)模式,通过调节移相角来调节输出电压。

4.2 ZVS HFB TL 变流器的工作原理

图 7.4-49 给出了 ZVS HFB TL 变流器的主电路,与图 7.4-47 不同的是, $C_1 \sim C_6$ 分别为开关管 $S_1 \sim S_6$ 的寄生电容, C_{ss} 为飞跨电容, L_r 为谐振电感,它包含了变压器的一次侧漏感。

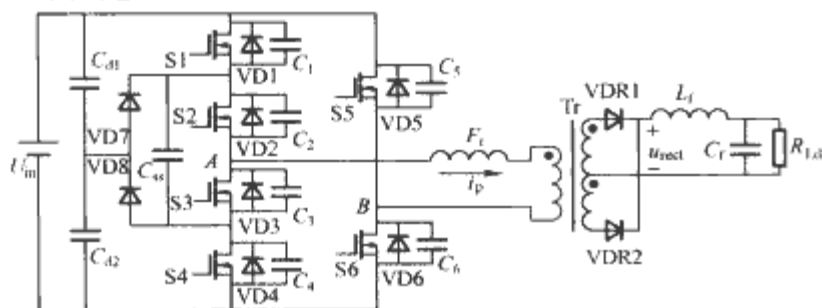


图 7.4-49 ZVS PWM H-FB TL 变流器

下面详细分析该变流器在 3L 模式和 2L 模式下的工作原理。在分析之前,作如下假设:①所有开关管和二极管均为理想器件;②所有电感、电容和变压器均为理想元件;③ $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_{3L}$, $C_5 = C_6 = C_{2L}$;④输出电感足够大,可近似认为是一个恒流源 I_o , I_o 为输出电流;⑤飞跨电容 C_{ss} 足够大,其电压基本不变,为 $U_{in}/2$;⑥ C_{d1} 、 C_{d2} 足够大并且相等,它们均分输入电压,可看作电压为 $U_{in}/2$ 的电压源。

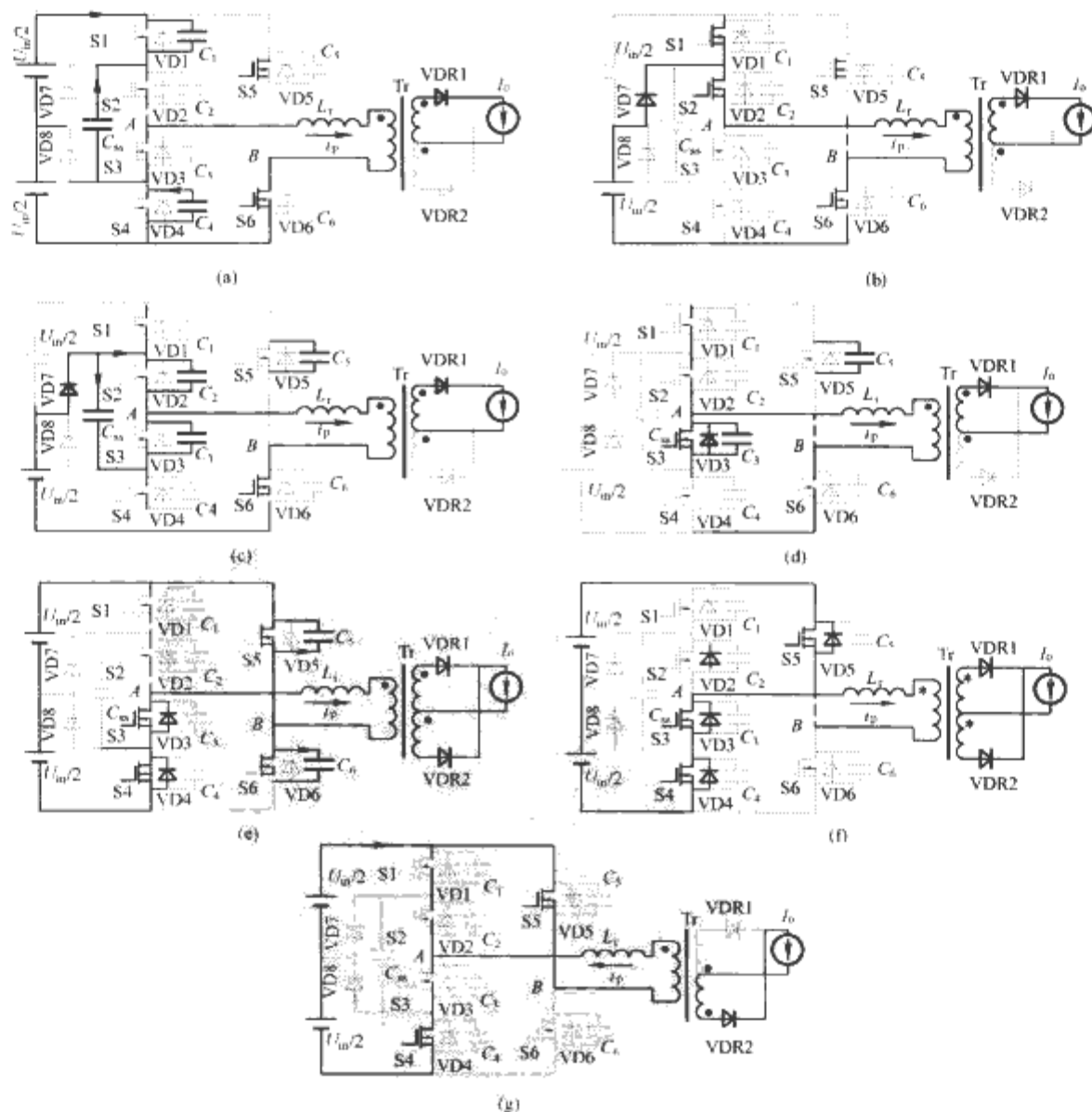


图 7.4-51 3L 模式下各个开关模式等效电路

(a) $[t_0, t_1]$; (b) $[t_1, t_2]$; (c) $[t_2, t_3]$; (d) $[t_3, t_4]$; (e) $[t_4, t_5]$; (f) $[t_5, t_7]$; (g) $[t_7, t_8]$

4.2.1 3L 模式

图 7.4-50 给出了该变流器在 3L 模式下的主要波形,与图 7.4-48 (a) 不同的是, S_2 、 S_3 与 S_6 、 S_5 之间有一个较小的固定相位差,将 S_2 、 S_3 实现 ZVS 和 S_5 、 S_6 分离开来。一个开关周期包括十四个开关模式,它在 $[t_0, t_8]$ 半周期内的等效电路如图 7.4-51 所示。

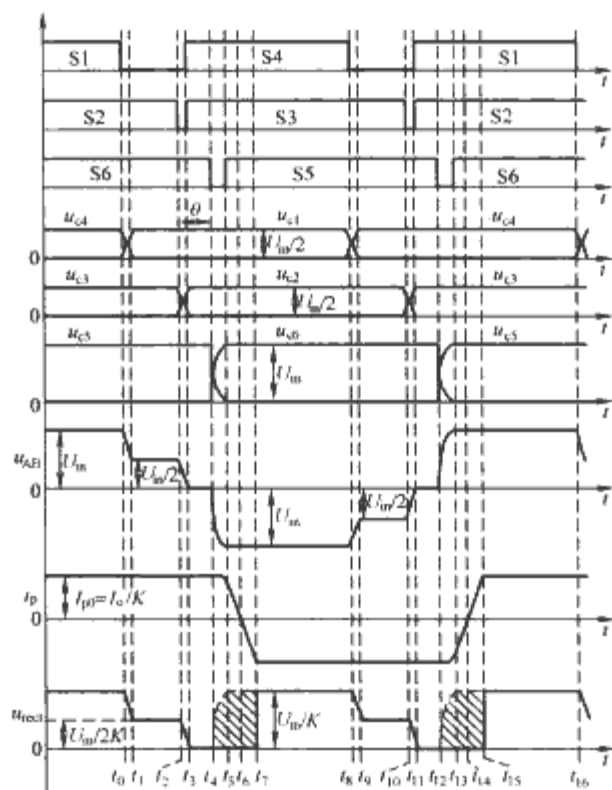


图 7.4-50 3L 模式下的主要波形图

(1) 开关模态 1 $[t_0, t_1]$ 。如图 7.4-51 (a) 所示, t_0 以前, S1、S2 和 S6 导通, AB 两点间电压为 $u_{AB}=U_{in}$ 。二次侧 VDR1 导通, 一次侧向二次侧传递能量。 t_0 时刻关断 S1, 电流源 I_o 折算到变压器一次侧与谐振电感 C_1 串联, 给 C_1 恒流充电, 同时通过 C_{ss} 给 C_4 放电, u_{C1} 线性上升, u_{C4} 线性下降。在 C_1 、 C_4 的缓冲作用下, 开关管 S1 近似为零电压关断。在 t_1 时刻, $u_{C1}=U_{in}/2$ 。

(2) 开关模态 2 $[t_1, t_2]$ 。如图 7.4-51 (b) 所示, $u_{C1}=U_{in}/2$ 后, VD7 导通, 由于 C_{ss} 电压稳定在 $U_{in}/2$, S4 的电压被钳在零, $u_{AB}=U_{in}/2$, 一次侧继续向二次侧传递能量。

(3) 开关模态 3 $[t_2, t_3]$ 。如图 7.4-51 (c) 所示, t_2 时刻关断 S2, I_o 折算到一次侧与 L_r 串联, 对 C_2 恒流充电, 同时通过 C_{ss} 给 C_3 放电, u_{C2} 线性增加, u_{C3} 线性下降。 C_2 和 C_3 使 S2 近似为零电压关断。在 t_3 时刻, $u_{C2}=U_{in}/2$, $u_{C3}=0$, $u_{AB}=0$, 模态 3 结束。

(4) 开关模态 4 $[t_3, t_4]$ 。如图 7.4-51 (d) 所示, VD3 和 VD4 导通, 将 S3 和 S4 两端电压钳在零, 此时开通 S3 和 S4 为零电压开通。 $u_{AB}=0$, $i_p=I_o/K$ 。

(5) 开关模态 5 $[t_4, t_5]$ 。如图 7.4-51 (e) 所示, 在 t_4 时刻, 零电压关断 S6, C_6 充电, C_5 放电。 u_{AB} 由零变为负, 使 i_p 下降, i_p 将不足以提供滤波电感电流, VDR1 和 VDR2 同时导通, 将变压器一、二次电压钳在零, 此时 u_{AB} 直接加在 L_r 上。在这段时间里, L_r 和 C_5 、 C_6 谐振工作。在 t_5 时刻, $u_{C6}=U_{in}$, $u_{C5}=0$, $u_{AB}=-U_{in}$ 。

(6) 开关模态 6 $[t_5, t_7]$ 。如图 7.4-51 (f) 所示, t_5 时刻, VD5 导通, 将 S5 两端电压钳在零, 此时可以零电压开通 S5。 $u_{AB}=-U_{in}$, 由于 VDR1 和 VDR2 仍同时导通, $-U_{in}$ 加在 L_r 上, i_p 线性下降。在 t_6 时刻, i_p 下降为零, 并且继续反向线性增加。在 t_7 时刻, i_p 达到负的折算到一次侧的输出电流 ($-I_o/K$) 后, VDR1 关断, 所有负载电流流过 VDR2。

(7) 开关模态 7 $[t_7, t_8]$ 。如图 7.4-51 (g) 所示, t_7 时刻以后, 一次侧向二次侧传递能量。

在 t_8 时刻关断 S4, 电路进入下半周期, 其工作情况同上半周期类似, 此处不再赘述。

4.2.2 2L 模式

在此模式下, S1 和 S4 完全关断, S2、S3 与 S5、S6 移相工作。图 7.4-52 给出了 2L 模式下的主要波形, 一个开关周期包括十四个开关模态, 其中 $[t_0, t_4]$ 时段的工作情况与 3L 模式下 $[t_2, t_6]$ 时段相同, 这里不再重复。下面分析 $[t_4, t_7]$ 时段的工作原理, 图 7.4-53 给出了该时段三个开关模态的等效电路。

(1) 开关模态 5 $[t_4, t_5]$ 。如图 7.4-53 (a) 所示, 在 t_4 时刻, i_p 过零反向增长, 对 C_4 充电, 同时通过 C_{ss} 给 C_1 放电。变压器一、二次侧电压为零, u_{AB} 直接加在 L_r 上, 因此 L_r 与 C_1 、 C_4 谐振工作。当 $u_{C4}=U_{in}/2$ 时, VD8 导通, 开关模态 5 结束。

(2) 开关模态 6 $[t_5, t_6]$ 。如图 7.4-53 (b) 所示, 在此模态中, $u_{AB}=-U_{in}/2$, 变压器一、二次侧电压仍为零, 故 u_{AB} 全部加在 L_r 两端, i_p 继续反向线性上升。在 t_6 时刻, i_p 达到 $-I_o/K$, VDR1 关断。

(3) 开关模态 7 $[t_6, t_7]$ 。如图 7.4-53 (c) 所示, t_6 时刻以后, 一次侧向二次侧传递能量。

在 t_7 时刻关断 S3, 电路进入下半周期, 其工作情况与上半周期类似。

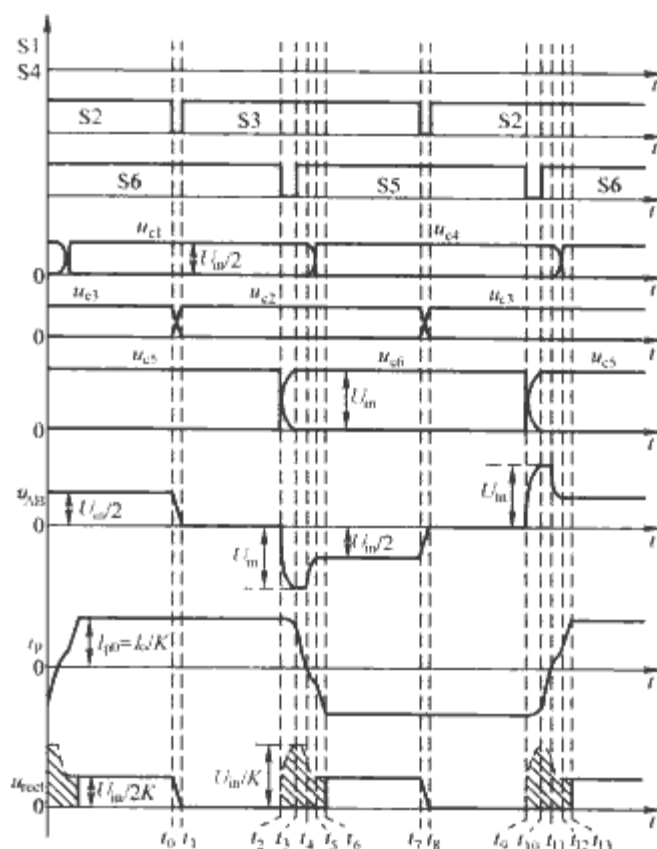


图 7.4-52 2L 模式下的主要波形图

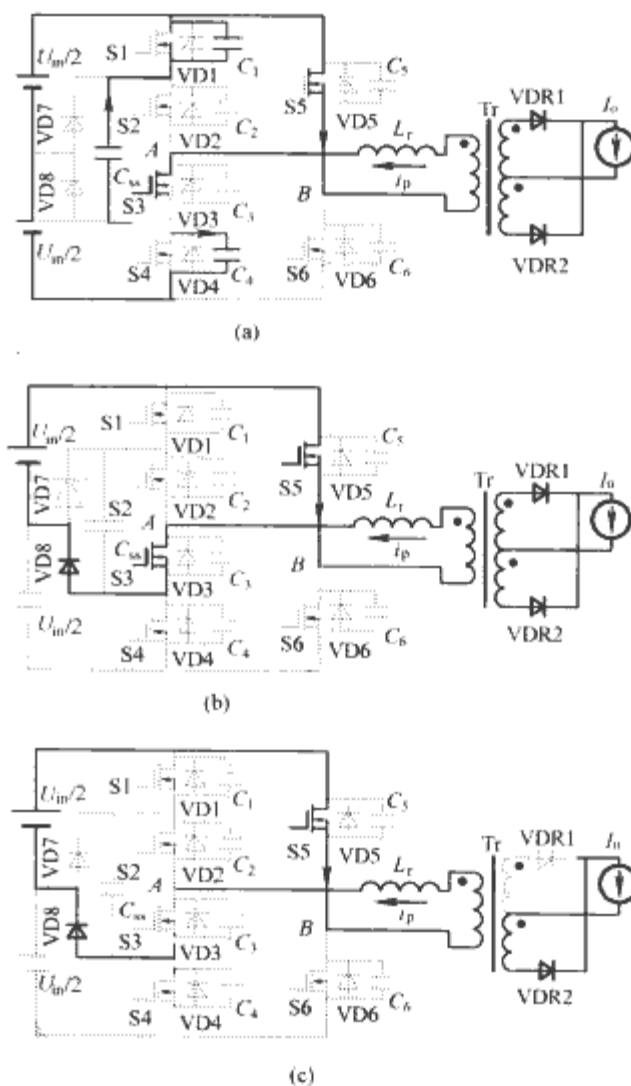


图 7.4-53 2L 模式下 $[t_4, t_7]$ 时段各开关模态的等效电路

(a) $[t_4, t_5]$; (b) $[t_5, t_6]$; (c) $[t_6, t_7]$

4.3 ZVS H-FB TL 变流器的特点

4.3.1 开关管的电压应力

从前面的分析可以看出, 三电平桥臂开关管的电压应力为 $U_{in}/2$, 两电平桥臂开关管的电压应力为 U_{in} 。

4.3.2 开关管实现 ZVS 的条件

(1) 三电平桥臂。斩波管的结电容确保它们实现零电压关断。为了实现零电压开通, 必须使即将开通的斩波管的结电容电压从 $U_{in}/2$ 下降到 0, 同时使关断的斩波管的结电容电压从 0 上升到 $U_{in}/2$, 这相当于两只斩波管的结电容能量进行了相互交换。完成这个能量交换需要外在能量, 即

$$E_{3L} \geq \frac{1}{2} C_1 \left(\frac{U_{in}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} C_4 \left(\frac{U_{in}}{2} \right)^2 = \frac{1}{4} C_{3L} U_{in}^2 \quad (7.4-26)$$

从 3L 模式的 $[t_0, t_1]$ 时段可以看出, 在斩波管的开关过程中, 输出滤波电感和谐振电感是相互串联的, 用来完成斩波管能量交换的能量来自输出滤波电感和谐振电感。输出滤波电感一般较大, 其能量足以保证在负载较轻时也能实现斩波管的 ZVS, 也就是说斩波管可以在很宽的负载范围内实现 ZVS。

类似的, 超前管也是利用输出滤波电感和谐振感的能量在很宽的负载范围内实现 ZVS。

(2) 两电平桥臂。两电平桥臂的开关管利用谐振电感 L_r 来完成其结电容上的能量交换, 以实现 ZVS, L_r 必须满足式 (7.4-27)

$$\frac{1}{2} L_r I^2 \geq \frac{1}{2} C_{2L} U_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{2L} U_{in}^2 = C_{2L} U_{in}^2 \quad (7.4-27)$$

式中: I 为滞后管关断时一次侧电流的大小。

谐振电感比折算到一次侧的输出滤波电感要小得多, 因此两电平桥臂实现 ZVS 比三电平桥臂要困难一些。

4.3.3 占空比丢失

3L 模式下, 在 $[t_4, t_7]$ 和 $[t_{12}, t_{15}]$ 时段, i_p 从正向 (或负向) 变化到负向 (或正向) 折算到一次侧的负载电流时, 由于一次侧不足以提供负载电流, 尽管一次侧电压为 U_{in} 或 $-U_{in}$, 二次侧整流后的电压依然为零 (如图 7.4-49 所示), 也就是说, 二次侧丢失了这部分时间的电压。这部分时间与开关周期 $T_s/2$ 的比值就是 3L 模式下的占空比丢失 $D_{loss-3L}$ 。

考虑到 $[t_4, t_5]$ 时间很短, 可以忽略, 同时认为该时段中 i_p 近似不变, 可以得到

$$D_{loss-3L} = \frac{t_{57}}{T_s/2} = \frac{4L_r I_0}{KU_{in} T_s} \quad (7.4-28)$$

同理, 在 2L 模式下, 二次侧丢失了 $[t_2, t_6]$ 和 $[t_9, t_{13}]$ 时段的电压 (如图 7.4-52 所示), 由于 $[t_2, t_3]$ 和 $[t_4, t_5]$ 时间很短, 可以忽略, 且认为在这两段时间内 i_p 近似不变, 可推导出占空比丢失 $D_{loss-2L}$ 为

$$D_{loss-2L} = \frac{t_{34} + t_{36}}{T_s/2} = \frac{6L_r I_0}{KU_{in} T_s} \quad (7.4-29)$$

4.3.4 电压传输比

图 7.4-54 给出了全桥 (Full-Bridge, FB) 变流器和 H-FB TL 变流器的输出整流电压波形。从图 7.4-54 (a)、(b) 和 (c) 中可以得到 H-FB TL 变流器的输入输出电压关系为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \begin{cases} \frac{1}{K} (D_H + \frac{1}{2} D_L) & (3L \text{ 模式}) \\ \frac{1}{2K} D_L & (2L \text{ 模式}) \end{cases} \quad (7.4-30)$$

式中: D_H 为二次侧整流电压为 1 电平 (U_{in}/K) 的占空比, $D_H = T_H / (\frac{1}{2} T_s)$; D_L 为二次侧整流电压为 $1/2$ 电平 ($U_{in}/2K$) 的占空比, $D_L = T_L / (\frac{1}{2} T_s)$ 。

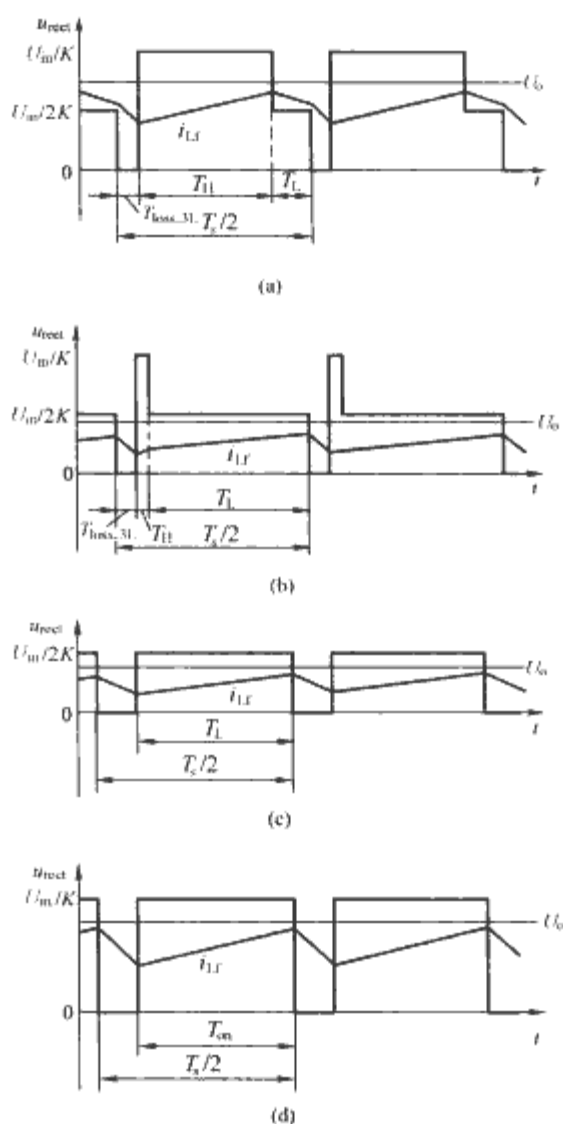


图 7.4-54 FB 变流器和 H-FB TL 变流器的输出整流电压波形

(a) H-FB TL 变流器 (3L 模式, $U_o > U_{in}/K$);

(b) H-FB TL 变流器 (3L 模式, $U_o < U_{in}/K$);

(c) H-FB TL 变流器 (2L 模式);

(d) FB 变流器

4.3.5 输出滤波电感

在 3L 模式下, 如果 $U_o \geq U_{in}/(2K)$, 则滤波电感电流在 1 电平时持续上升, 如图 7.4-54 (a) 所示, 因此电感电流脉动为

$$\Delta i_{Lf} = \frac{U_{in}/K - U_o}{L_{f-HFB}} \left(\frac{2KU_o}{U_{in}} - 1 + D_{loss-3L} \right) \frac{T_s}{2} \quad (7.4-31)$$

在 3L 模式下, 如果 $U_o < U_{in}/(2K)$, 则滤波电感电流在 0 电平时持续下降, 如图 7.4-54 (b) 所示, 因此电感电流脉动为

$$\Delta i_{Lf} = \frac{U_o}{L_{f-HFB}} D_{loss-3L} \frac{T_s}{2} \quad (7.4-32)$$

2L 模式时, 如图 7.4-54 (c) 所示, 电感电流脉动为

$$\Delta i_{Lf} = \frac{U_o}{L_{f-HFB}} \left(1 - \frac{2KU_o}{U_{in}} \right) \frac{T_s}{2} \quad (7.4-33)$$

由式 (7.4-30) ~ 式 (7.4-32) 可以得到 H-FB TL 变流器输出滤波电感的表达式

$$L_{f-HFB} = \begin{cases} \frac{\left(\frac{U_{in}}{K} - U_o \right) \left(\frac{2KU_o}{U_{in}} - 1 - D_{loss-3L} \right) T_s}{2\Delta i_{Lf}} & \left[\begin{array}{l} 3L \text{ 模式,} \\ U_o \geq \frac{U_{in}}{2K} \end{array} \right] \\ \frac{U_o D_{loss-3L} T_s}{2\Delta i_{Lf}} & \left[\begin{array}{l} 3L \text{ 模式,} \\ U_o < \frac{U_{in}}{2K} \end{array} \right] \\ \frac{U_o \left(1 - \frac{2KU_o}{U_{in}} \right) T_s}{2\Delta i_{Lf}} & (2L \text{ 模式}) \end{cases} \quad (7.4-34)$$

如图 7.4-54 (d) 所示, 可以得到 FB 变流器的滤波电感为

$$L_{f_FB} = \frac{U_o}{\Delta i_{Lf}} \left(1 - \frac{KU_o}{U_{in}}\right) \frac{T_s}{2} \quad (7.4-35)$$

某变流器的主要参数为: 输入直流电压 $U_{in} = 200 \sim 400V$; 输出直流电压 $U_o = 12V$; 输出电流 $I_o = 100A$; 谐振电感 $L_r = 2.7\mu H$; 开关频率 $f_s = 100kHz$; 变压器一、二次侧匝比 $K = 12$ 。根据式 (7.4-34) 和式 (7.4-35), 可以得到 H-FB TL 变流器与 FB 变流器输出滤波电感与输入电压的关系曲线, 如图 7.4-55 所示。从中可以看出, FB 变流器的滤波电感最大值为 $1.83\mu H$, 而 H-FB TL 变流器的滤波电感最大值为 $0.66\mu H$, 只有 ZVS 全桥变流器的 36%。

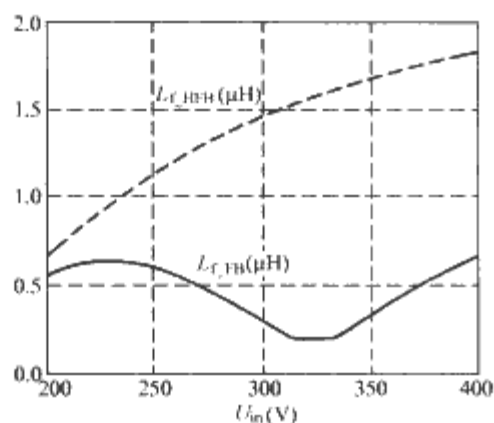


图 7.4-55 两种变流器的滤波电感与输入电压的关系曲线

4.3.6 输出整流管耐压

如果二次侧采用全波整流方式, 则 FB 变流器和 H-FB TL 变流器输出整流管的电压应力分别为

$$U_{DR_FB} = 2U_{in}/K \quad (7.4-36)$$

$$U_{DR_HFB} = \begin{cases} 2U_{in}/K & (3L \text{ 模式}) \\ U_{in}/K & (2L \text{ 模式}) \end{cases} \quad (7.4-37)$$

图 7.4-56 所示为输出整流管的电压应力与输入电压的关系曲线, 从中可以看出, 在 3L 模式下, 整流管的电压应力随输入电压的升高而升高; 电路由 3L 模式切换到 2L 模式时, 电压应力有一个由高到低的跳变。图 7.4-56 表明, FB 变流器中整流管的电压应力最大值为 $66.7V$, H-FB TL 变流器的整流管的电压应力最大值为 $49.3V$, 因此 H-FB TL 变流器可以选择较低电压定额的整流管。

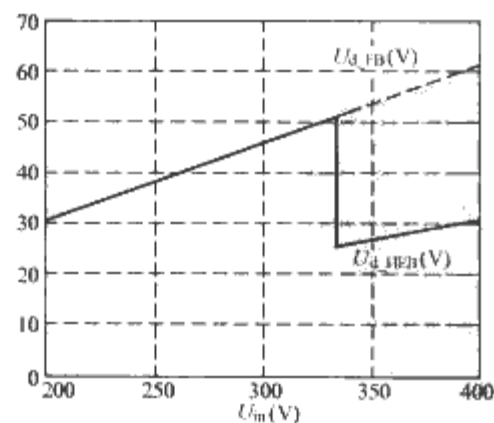


图 7.4-56 两种变流器的输出整流管电压应力与输入电压的关系曲线

4.3.7 输入滤波器

从图 7.4-49 可以看出, 在 3L 模式下, 一次侧电流为一个接近 180° 的交流方波, 它整流后就是变流器的输入电流, 该电流除了很短时间的换流外, 基本上是一个恒流源, 这样输入滤波器可以很小。

4.4 加钳位二极管的 ZVS HFB TL 变流器

ZVS HFB TL 变流器实现了一次侧开关管的软开关, 但是二次侧整流二极管依然存在反向恢复, 由此会造成电压振荡和电压尖峰, 需要加吸收电路来加以抑制, 但 RC 吸收电路存在损耗。可在该变流器中加入两只钳位二极管, 如图 7.4-57 所示, 它保留了原来变流器的所有优点和特点, 并且可以消除二次侧整流二极管上的电压振荡和电压尖峰。请注意, 该变流器中, 变压器和谐振电感的位置不可以交换, 否则只能消除 1 电平时的电压尖峰, 而无法消除 1/2 电平时的电压振荡和电压尖峰。

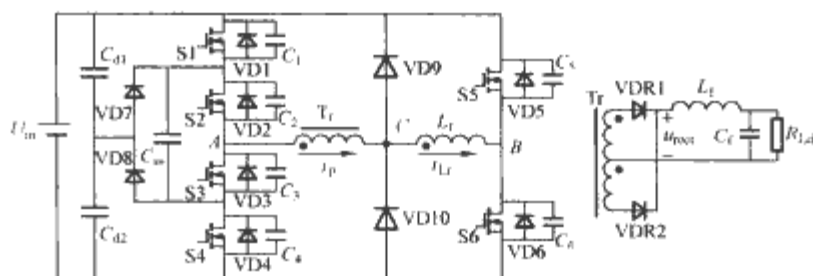


图 7.4-57 加钳位二极管的 ZVS HFB TL 变流器

5 零电压开关 PWM 全桥三电平变流器

5.1 电路拓扑和控制策略

上一节讨论了复合式全桥三电平 (H-FB TL) 变流器, 该变流器一个桥臂为三电平桥臂, 开关管的电压应力为输入电压的一半; 而另一个桥臂为两电平桥臂, 开关管的电压应力为输入电压, 因此该变流器不适合在高输入电压的场合使用。将 H-FB TL 变流器的两电平桥臂替换为三电平桥臂, 就可以得到全桥三电平 (Full-Bridge Three-Level, FBTL) 变流器, 这样所有开关管的电压应力就均为输入电压的一半, 适用于高输入电压的应用场合。

图 7.4-58 给出了 FB TL 变流器的电路图, 其中开关管 S1~S4 (包括其体二极管 VD1~VD4 和寄生电容 $C_1 \sim C_4$)、续流二极管 VD9 和 VD10 与飞跨电容 C_{ss1} 构成一只三电平桥臂, 开关管 S5~S8 (包括其体二极管 VD5~VD8 和寄生电容 $C_5 \sim C_8$)、续流二极管 VD11、VD12 与飞跨电容 C_{ss2} 构成另一只三电平桥臂, 两桥臂共用输入分压电容 C_{d1} 和 C_{d2} , L_{lk} 为变压器漏感。

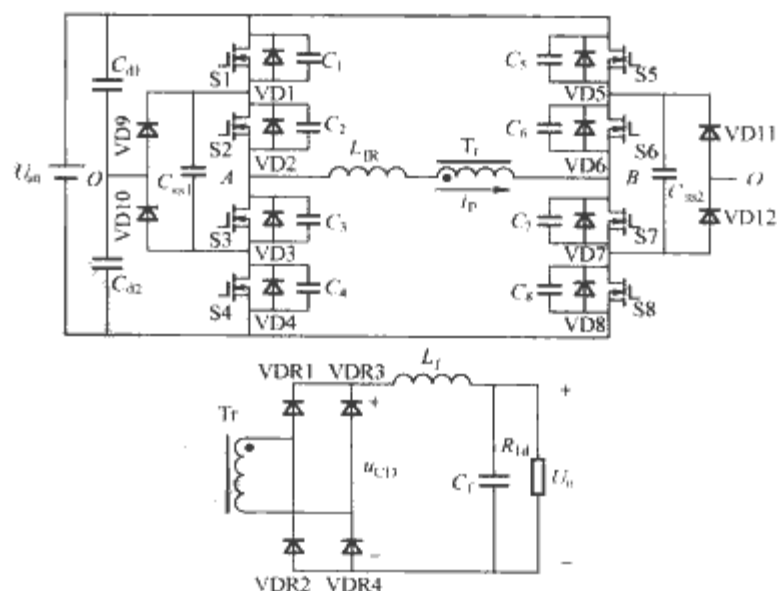


图 7.4-58 全桥三电平变流器

FB TL 变流器的控制方式如图 7.4-59 所示, 与图 7.4-48 所示的 H-FB TL 变流器的控制方式基本一样。右边三电

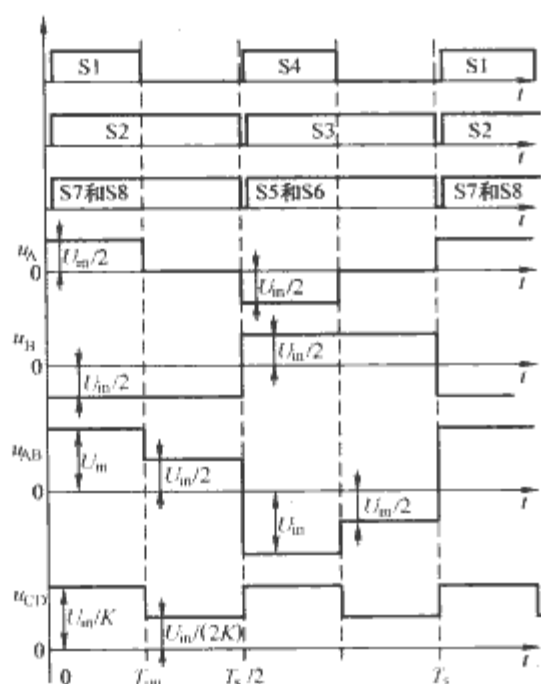


图 7.4-59 全桥三电平变流器的控制方式

平桥臂的上面两只开关管和下面两只开关管分别是同时开通和关断的。当输入电压较低时，调节 S1 和 S4 的占空比，就可以调节输出电压。随着输入电压的升高，S1 和 S4 的占空比将减小为零。这时可以使 S2 和 S3 与 S7 和 S8、S5 和 S6 移相工作，调节它们的移相角，就可以调节输出电压。因此可以定义 S1 和 S4 为斩波管，S2 和 S3 为超前管，S7 和 S8、S5 和 S6 为滞后管。

5.2 右桥臂中续流二极管和飞跨电容的作用

由于右边三电平桥臂 S5 和 S6 与 S7 和 S8 分别同时开通和关断，其续流二极管 VD11、VD12 与飞跨电容 C_{ss2} 可以省去。然而，在实际电路中，S5 和 S6 与 S7 和 S8 开通和关断必然会存在着差异，如果没有续流二极管与飞跨电容，就可能造成开关管电压应力不均。下面分别以开关管关断差异和开通差异为例，分析飞跨电容和续流二极管的作用。

5.2.1 关断差异

假设 S5 和 S6 同时开通和关断，S7 和 S8 同时开通。下面分析 S7 分别超前和滞后于 S8 关断时的情况，其主要波形如图 7.4-60 所示。

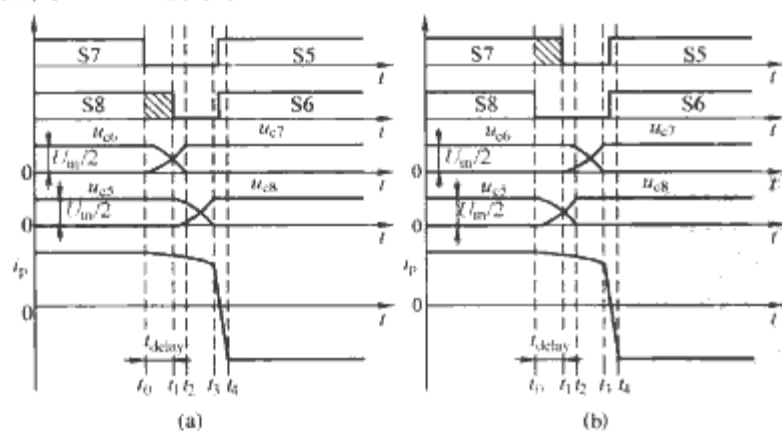


图 7.4-60 S7 和 S8 不同时关断的主要波形

(a) S7 超前 S8 关断；(b) S7 滞后 S8 关断

(1) S7 超前 S8 关断。图 7.4-60 (a) 给出 S7 超前 S8 关断时的主要波形，图 7.4-61 给出了相应开关模式的等效电路，变压器二次侧的四只整流二极管同时导通，为了简洁，这里没有给出二次侧电路。

在 t_0 时刻之前，S3、S4、S7 和 S8 导通。在 t_0 时刻，本来 S7 和 S8 应该同时关断，由于电路的不一致性，S7 先关断， i_p 给 C_7 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电， i_p 减小，如图

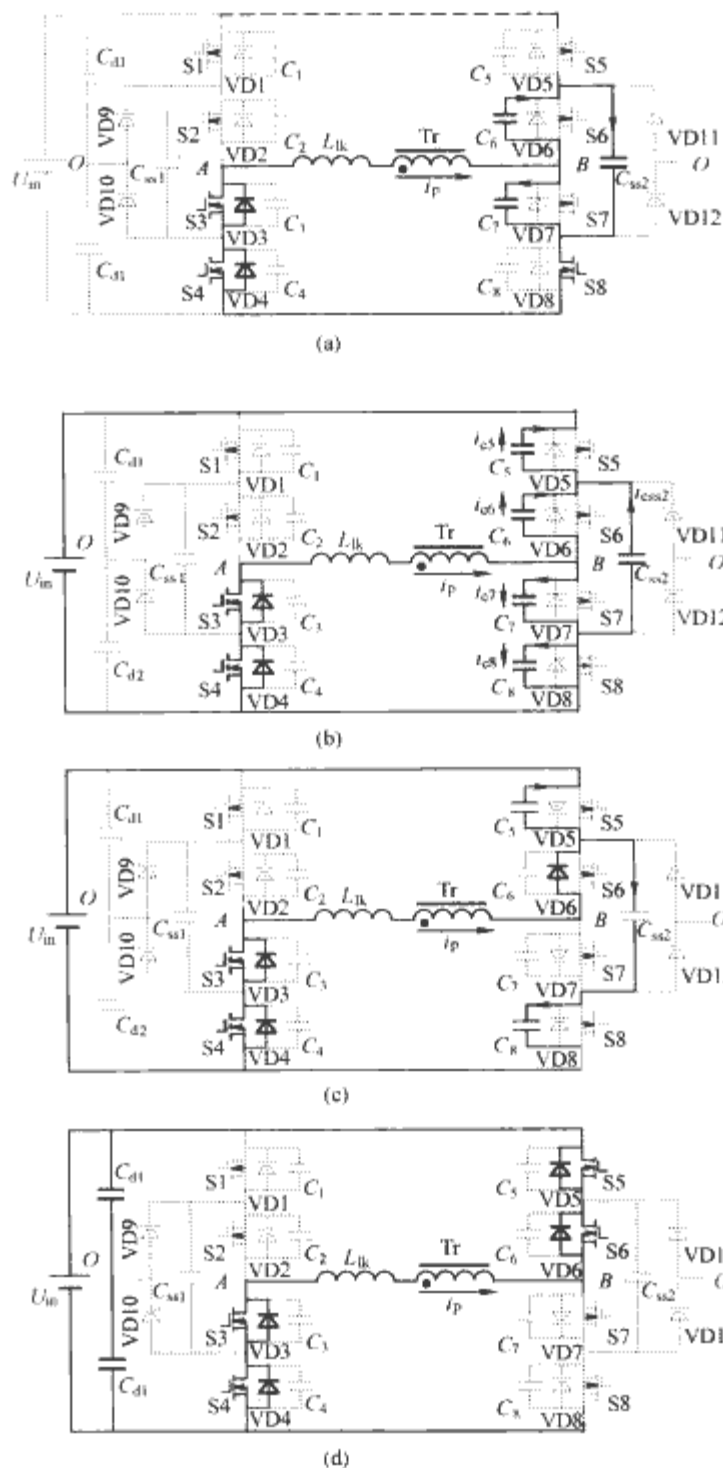


图 7.4-61 S7 超前 S8 关断时各个开关模式等效电路

(a) $[t_0, t_1]$ ；(b) $[t_1, t_2]$ ；(c) $[t_2, t_3]$ ；(d) $[t_3, t_4]$

7.4-61 (a) 所示。

在 t_1 时刻，S8 关断， i_p 给 C_8 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电。同时， i_p 继续给 C_7 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_6 放电，如图 7.4-61 (b) 所示。从图中可以得到以下关系式

$$i_p = i_{c6} + i_{c7} \quad (7.4-38)$$

$$i_{c5} = i_{c6} + i_{css2} \quad (7.4-39)$$

$$i_{c8} = i_{c7} - i_{css2} \quad (7.4-40)$$

将式 (7.4-39) 与 (7.4-40) 相加，并由式 (7.4-38)，可得

$$i_p = i_{c5} + i_{c8} = i_{c6} + i_{c7} \quad (7.4-41)$$

由式 (7.4-41) 可知，给滞后管的结电容进行充放电的电流是 i_p ，实现滞后管 ZVS 的能量是由谐振电感提供。

在 t_2 时刻， C_8 的电压下降到零，VD6 导通，此时可以零电压开通 S6， i_p 继续通过 C_{ss2} 给 C_8 充电，给 C_5 放电，如图 7.4-61 (c) 所示。

在 t_3 时刻， C_5 的电压下降到零，VD5 导通，此时可以零电压开通 S5，如图 7.4-61 (d) 所示。

(2) S7 滞后 S8 关断。图 7.4-60 (b) 给出 S7 滞后 S8 关断时的主要波形，图 7.4-62 给出了相应开关模式的等效

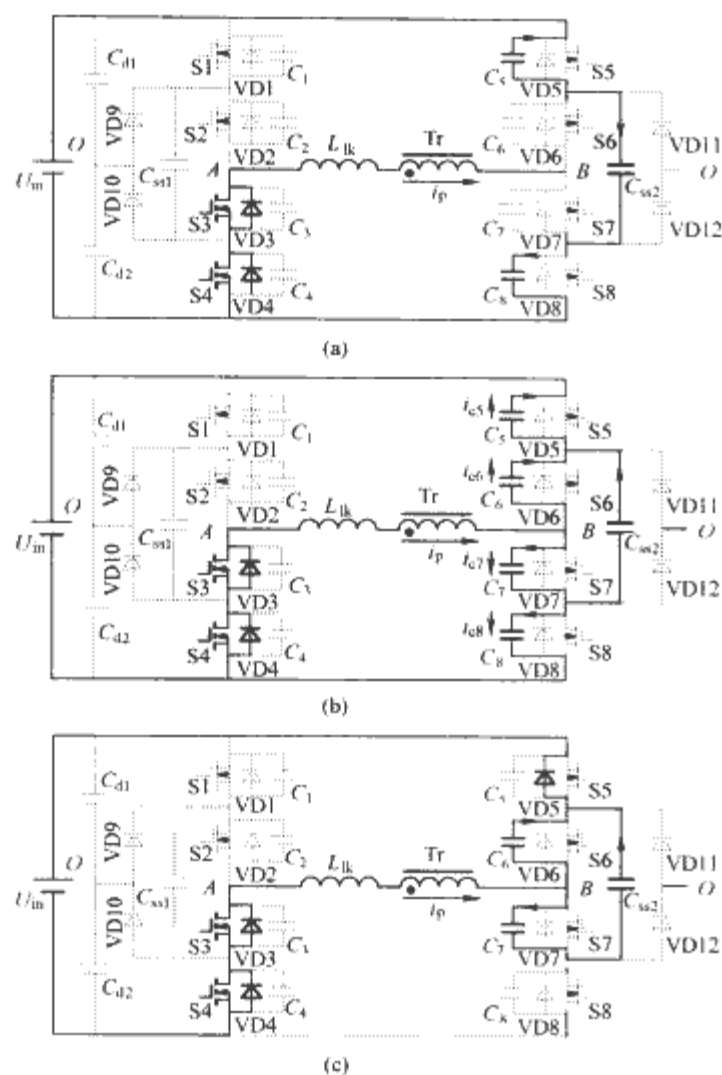


图 7.4-62 S7 滞后 S8 关断时各个开关模式等效电路
(a) $[t_0, t_1]$; (b) $[t_1, t_2]$; (c) $[t_2, t_3]$

电路, 变压器二次侧的四只整流二极管同时导通, 为了简洁, 这里同样没有给出二次侧电路。

在 t_0 时刻之前, S3、S4、S7 和 S8 导通。在 t_0 时刻, S8 先关断, i_p 给 C_8 充电, 并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电, i_p 减小, 如图 7.4-62 (a) 所示。

在 t_1 时刻, S7 关断, i_p 给 C_7 充电, 并通过 C_{ss2} 给 C_6 放电。同时, i_p 继续给 C_8 充电, 并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电, 如图 7.4-62 (b) 所示。从图中可以得到式 (7.4-41), 说明给滞后管的结电容进行充放电的电流是 i_p , 实现滞后管 ZVS 的能量是由谐振电感提供。

在 t_2 时刻, C_5 的电压下降到零, VD5 导通, 此时可以零电压开通 S5。 i_p 继续通过 C_{ss2} 给 C_7 充电, 给 C_6 放电,

如图 7.4-62 (c) 所示。在 t_3 时刻, C_6 的电压下降到零, VD6 导通, 此时可以零电压开通 S6。

5.2.2 开通差异

开关管零电压开通时, 其体二极管已经导通, 此时开关管开通存在的差异不会造成开关管电压应力的不均。

对于右边的三电平桥臂而言, 如果没有续流二极管和飞跨电容, 那么当上面两只开关管或下面两只开关管不是同时关断时, 开关管上所承受的电压应力不平衡, 先关断的开关管的电压应力将会超过 $U_{in}/2$ 。

续流二极管的目的是为飞跨电容提供补充能量的通道, 使飞跨电容电压维持在 $U_{in}/2$ 。从上面分析可以看出, 飞跨电容不仅实现了开关管的结电容充、放电过程的解耦, 而且使开关管电压应力保持在 $U_{in}/2$, 避免了两对开关管开通和关断差异造成的电压应力不平衡。

5.3 加钳位二极管的 ZVS 全桥三电平变流器

从前面的分析可知, 采用最佳控制方式的 FB TL 变流器与 H-FB TL 变流器基本一样, 因此两种变流器的特点也基本一样。不同之处是, FB TL 变流器的所有开关管的电压应力均为输入电压的一半, 而 H-FB TL 变流器中两电平桥臂开关管的电压应力均为输入电压。因此我们可以在 FB TL 变流器中加入两只钳位二极管, 以消除输出整流二极管上的电压振荡和电压尖峰, 如图 7.4-63 所示。

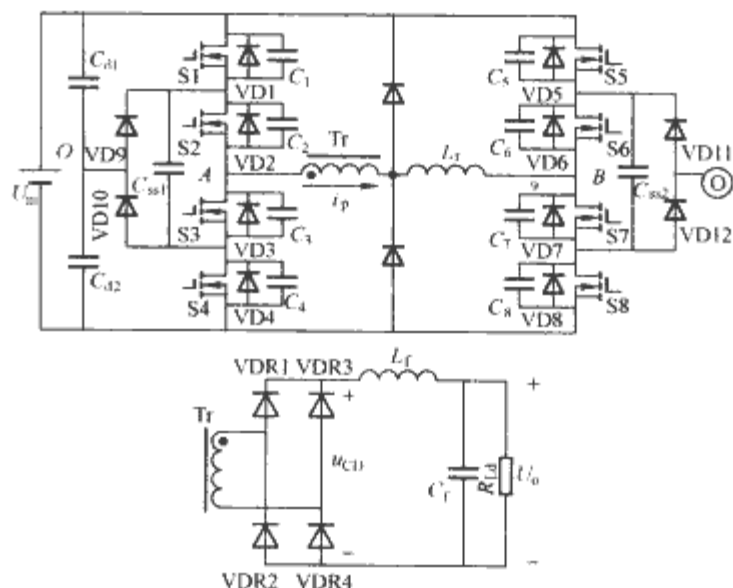


图 7.4-63 加钳位二极管的 ZVS PWM FB TL 变流器

第5章 多电平变流器控制技术

1 阶梯波脉宽调制方法

近年来,新型多电平逆变器由于输出容量大、适用于高电压场合和输出电压电流谐波含量小等优点,在中高压调速领域、交流柔性供电系统中得到了广泛的关注,成为中高压环境能量处理的首选方案。多电平变流器的控制策略与其拓扑结构密切相关,是成功实现功率变换目标的另一个要素。

阶梯波脉宽调制方法就是用阶梯波来逼近正弦波,应用此方法的目的之一是在一个较低的开关频率下,尽可能的减少负载上的电压的谐波畸变,这种控制技术适用于级联型拓扑。由于这种多电平阶梯波脉宽调制方法主要是基于H桥逆变器的单脉冲宽度调制,在分析阶梯波脉宽调制之前,先对单脉冲宽度调制做一个简要回顾。

1.1 单脉冲调制

H桥逆变器的单脉冲调制原理及输出波形如图7.5-1所示,其特点是每半周改变一次开关状态,因而每半周只有一个矩形波脉冲电压输出,且通过改变单脉冲矩形波电压的宽度来控制其输出电压的基波大小。图中 U_{G1} 、 U_{G2} 、 U_{G3} 、 U_{G4} 分别是开关管S1、S2、S3、S4的驱动脉冲信号,逆变器输出电压波形是由开关管的驱动脉冲信号确定的。改变驱动信号的脉冲宽度 θ ,就能改变H桥逆变器的输出电压。

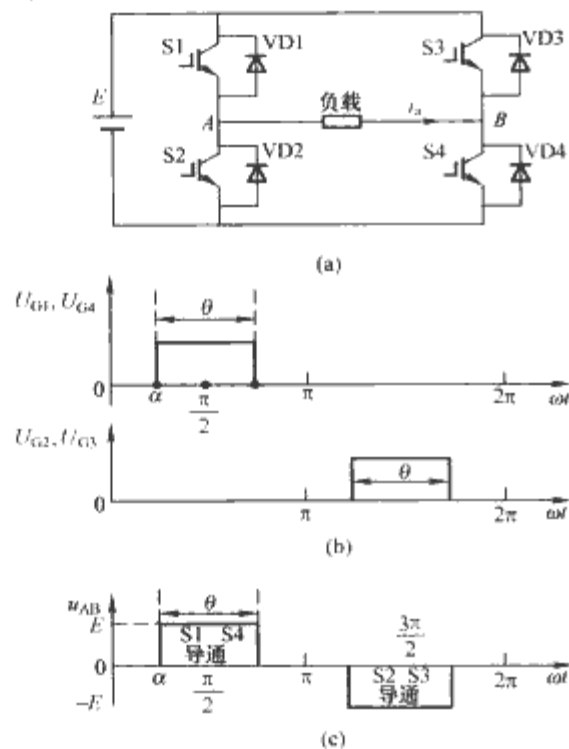


图 7.5-1 单脉冲调制原理图

(a) 主电路; (b) 驱动信号; (c) 输出电压

根据傅里叶分析,在图7.5-1所示时间坐标原点情况下,脉宽为 θ 的方波电压其瞬时值表达式为

$$u_{AB}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4E}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \left[-(-1)^{\frac{n+1}{2}} \right] \sin(n\omega t) \quad (7.5-1)$$

式中: E 为H桥逆变器直流侧电压值; n 为谐波次数。

由式(7.5-1)可知基波($n=1$)幅值为

$$U_{1m} = \frac{4E}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \quad (7.5-2)$$

n 次谐波幅值为

$$U_{nm} = \frac{4E}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \quad (7.5-3)$$

由于开关角 $\alpha = \frac{\pi - \theta}{2}$,表示成 α 的函数,有

$$u_{AB}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4E}{n\pi} \cos(n\alpha) \sin(n\omega t) \quad (7.5-4)$$

$$U_{nm} = \frac{4E}{n\pi} \cos(n\alpha) \quad (7.5-5)$$

要使 $U_{nm}=0$,就要使 $\cos(n\alpha)=0$,也就是要使 $n\alpha=90^\circ$,或 $\alpha=\frac{90^\circ}{n}$, n 为谐波次数,因此:

要消除3次谐波,即 $n=3$,则必须使 $\alpha=\frac{90^\circ}{3}=30^\circ$;

要消除5次谐波,即 $n=5$,则必须使 $\alpha=\frac{90^\circ}{5}=18^\circ$ 。

同时,当消除3次谐波时,也就消除了3的奇数倍谐波,当消除5次谐波时,也就消除了5的奇数倍谐波。

单脉冲脉宽调制不仅可以消除某些低次谐波,同时还可以实现输出电压的调节;当 $\alpha=0^\circ$ 时基波幅值 U_{1m} 的值最大。

1.2 阶梯波调制

如果将H桥逆变器的单脉冲脉宽调制推广到多电平逆变器,相应就得到了多电平逆变器的阶梯波调制方法。这种调制技术一般适用于多电平逆变器的级联型拓扑结构。下面以三相Y接级联七电平逆变器为例来分析阶梯波调制的原理。

图7.5-2所示为级联七电平逆变器的拓扑结构图,每相由三个相同参数的H桥逆变器级联而成,每个H桥逆变器看成一个单元,那么每相的输出电压是各相三个级联单元输出的合成。

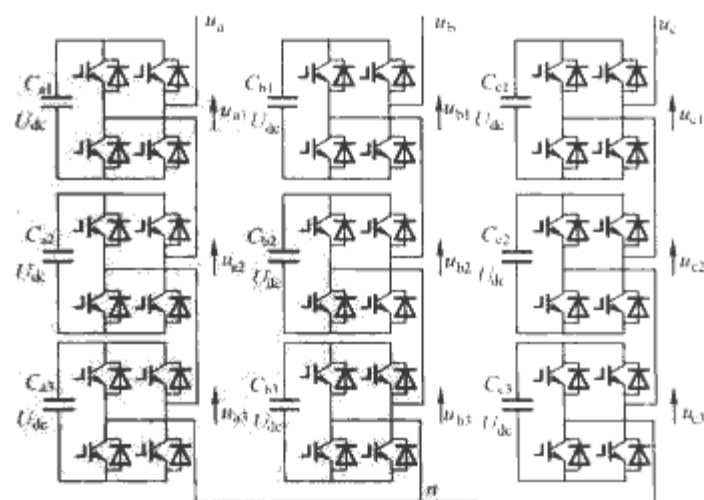


图 7.5-2 三相Y接级联七电平逆变器拓扑

图7.5-3所示为采用阶梯波调制的级联7电平逆变器的A相输出波形, u_a^* 是其指令波形。各级联单元均采用单脉冲脉宽调制的方法产生一个准方波的输出电压波形,每单元的开关角不相同,那么A相合成的总的输出电压就是一个

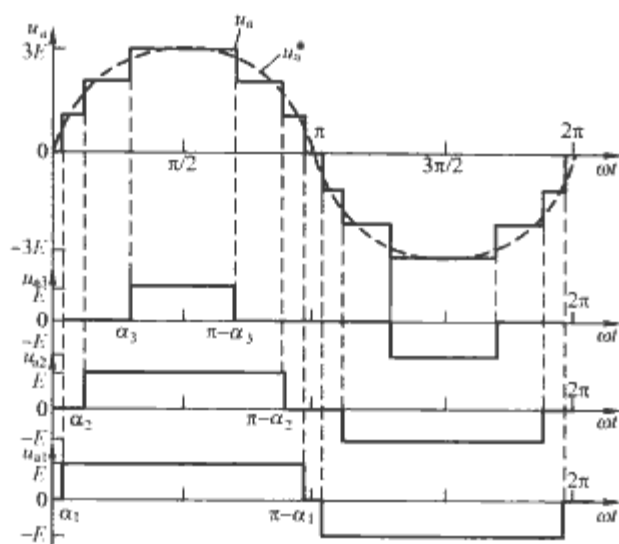


图 7.5-3 七电平阶梯波输出电压波形

七电平的阶梯波形。各开关角 α_1 、 α_2 、 α_3 是根据调制系数 M 计算得来。一般人们将不同的调制系数 M 对应的不同的开关角离线计算后存在存储器中，运行时实时读出即可。

根据前面单脉冲调制的傅里叶分析，可以得到 A 相输出电压瞬时值表达式为

$$u_{ao}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4E}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)] \times \sin(n\omega t) \quad (7.5-6)$$

式中： E 为各模块直流侧电压 U_{dc} 的值。基波幅值和 n 次谐波幅值分别为

$$\begin{cases} U_{alm} = \frac{4E}{\pi} [\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3] \\ U_{ann} = \frac{4E}{n\pi} [\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_3] \end{cases} \quad (7.5-7)$$

若要消掉第 n 次谐波，只要令相应谐波幅值为零。由于有三个自变量 α_1 、 α_2 、 α_3 ，那么可以消除两个低次谐波分量，又在三相对称系统中不存在 3 及 3 的整数倍次谐波，于是七电平级联逆变器的输出电压中可以消除第 5、7 次谐波，由式 (7.5-7) 可得到如下方程组

$$\begin{cases} \cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 = 3M \frac{\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (7.5-8)$$

$$M = \frac{U_{alm}^*}{3E}$$

式中： M 为调制系数（也叫调制比）； U_{alm}^* 为输出电压指令的基波幅值。用方程组的解去控制三相级联七电平逆变器，输出电压中将不含 11 次以下的谐波。

以上是三模块级联的七电平阶梯波调制原理及输出波形的傅里叶分析，对于任意 N 模块级联的 N 阶阶梯波调制，如图 7.5-4 所示，按照同样的分析方法，可以得到 N 模块总输出电压的傅里叶表达式为

$$u_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4E}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_N)] \sin(n\omega t) \quad (7.5-9)$$

式中： n 为谐波次数， α_1 、 α_2 、 \dots 、 α_N 是各个 H 桥的开关角，且满足 $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N \leq \frac{\pi}{2}$ 。

基波幅值和谐波幅值分别为

$$\begin{cases} U_{alm} = \frac{4E}{\pi} [\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 + \dots + \cos\alpha_N] \\ U_{ann} = \frac{4E}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_N)] \end{cases} \quad (7.5-10)$$

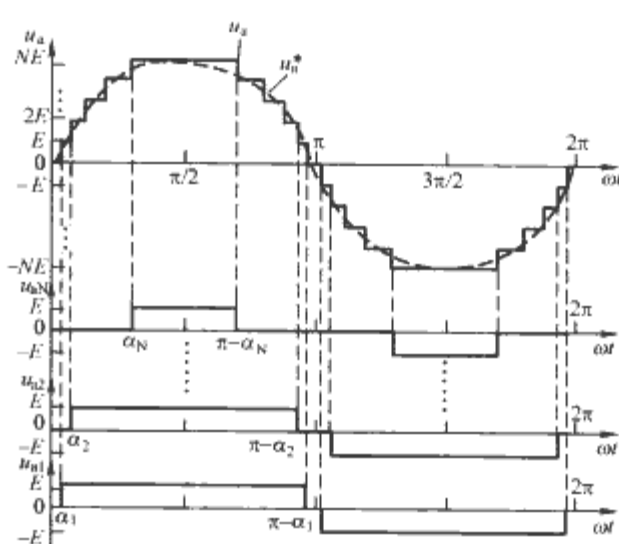


图 7.5-4 N 阶阶梯波调制原理图

在阶梯波调制法下，每个级联单元输出与基频同频率的方波，用多个方波叠加形成近似正弦波，即用阶梯波来逼近正弦波，是比较直观的方法。在阶梯波调制中，可以通过适当地选择不同逆变器单元的开关角，就可以消除掉影响最显著的低频谐波，而高频谐波分量则可以通过附加的滤波电路很容易地滤除。消除 n 次谐波的原理就是使 n 次谐波幅值 U_{nn} 为 0。 N 个模块级联，可以产生 N 个开关角，组成一个具有 N 个自变量 α_1 、 α_2 、 \dots 、 α_N 的非线性超越方程组

$$\begin{cases} \cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 + \dots + \cos\alpha_N = NM \frac{\pi}{4} \\ \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 + \dots + \cos n\alpha_N = 0 \end{cases} \quad (7.5-11)$$

$$M = \frac{U_{alm}^*}{NV_{DC}}$$

式中： M 为调制系数； U_{alm}^* 是输出电压指令的基波幅值。

解方程组，用得出的开关角的解去控制级联逆变器单元，逆变器总输出电压中就可以消除 $N-1$ 个低次谐波分量。

这种方法本质上是对参考电压的模拟信号做量化的逼近。从图 7.5-4 中不难看出这种调制方法对功率器件的开关频率没有很高的要求，所以，可以采用低开关频率的大功率器件如 GTO 来实现开关频率低的逆变电路，当阶梯足够多时，输出波形与正弦波很接近。另外这种方法调制系数变化范围宽而且算法简单，控制上硬件实现方便。不过这种方法的一个主要缺点就是当调制系数较低时，随着阶梯的减少，输出谐波分量会有所增加。

如何做到在调制系数低的情况下，既能确保输出电压波形质量，同时还能减少输出谐波分量、减少输出 THD 值呢？学者们想到在多电平阶梯波调制的基础上，通过在阶梯波上选择适当的“凹槽”有选择性地消除特定次谐波，从而达到输出波形质量提高和输出 THD 减小的目的，这就是选择谐波消除 PWM (Selective Harmonic Elimination PWM, SHEPWM) 方法，有的文献也称之为开关点预制的 PWM 方法。

2 选择谐波消除方法

选择谐波消除脉宽调制 (Selected Harmonic Elimination Pulse Width Modulation, SHEPWM) 法通过开关时刻的优化选择，消除选定的低频次谐波，具有在同样开关频率的条件下，波形质量和综合控制性能最优，在同样波形质量的情况下，开关频率最低，开关损耗最小，效率最高，而且直流电压利用率高等优点，在对波形质量和效率要求较高的场合，具有明显优势。

1973年, Patel H. S 和 Hoft R. GSH 针对传统的两电平变流器提出 SHEPWM 方法。多电平 SHEPWM 原理同两电平一样也是通过选择开关点的角度消除特定的谐波, 从而达到输出波形最优。与目前广泛应用的载波式 SPWM 调制技术相比, SHEPWM 技术具有以下显著优点: ① 在同样的开关频率下, 可以产生最优的输出电压波形, 从而减小电流纹波和电动机的转矩脉动, 从整体上提高控制性能; ② 波形质量有改善, 减小了直流侧电流纹波, 使得直流侧滤波器的尺寸有所减小; ③ 在同样波形质量的情况下, 利用特定谐波消除法 SHEPWM 可以得到最低的开关频率, 从而有效降低开关损耗, 提高转换效率, 这一点对高压大功率设备来讲有特别的重要意义; ④ 可以通过调制来得到较高的基波电压, 提高直流电压的利用率等。选择谐波消除 SHEPWM 的困难在于必须采用牛顿叠代法求解一组非线性方程组, 而且选取合适的初值是解法收敛的必要条件, 这就决定了运算要花费较多的时间, 不利于在线计算, 因而多采用离线计算。采用查表法取得开关切换时刻, 这就需要较大的数据表格。随着以 DSP 为代表的高速计算技术的发展和一些优化算法的出现, 在线求解非线性方程组已不是难事, 因而在线 SHEPWM 技术已成为可能; 另一方面, 廉价大容量存储芯片的出现, 也为用基于查表法的离线特定谐波消除法 SHEPWM 来实现在宽频率范围内的高性能功率处理提供了更好的基础。

2.1 两电平 SHEPWM 方法

由于多电平 SHEPWM 方法是两电平 SHEPWM 方法在多电平领域的推广应用, 为了更好地理解多电平 SHEPWM 方法, 先简要分析两电平 SHEPWM 方法。

选择谐波消除 PWM 技术可以消除方波内不希望有的谐波, 并且可以控制基波电压分量, 在方波的预先确定的角度处产生槽口, 如图 7.5-5 所示。

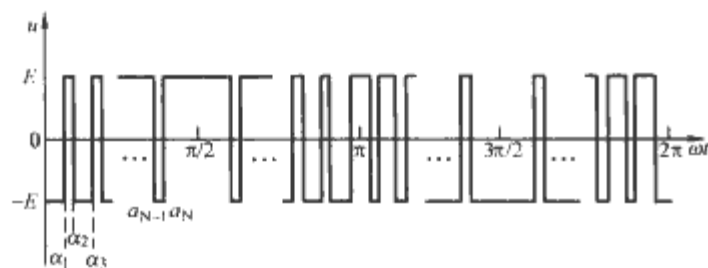


图 7.5-5 两电平 SHEPWM 方法的电压波形
其电压波形的傅里叶级数可表示为

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (7.5-12)$$

其中

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

实际应用中, 电压输出波形 $u(t)$ 既是奇函数, 又是奇谐函数, 即 $u(t)$ 在 $[0, \pi]$ 区间以 $\pi/2$ 为轴对称, 在 $[0, 2\pi]$ 区间以 π 点对称, 因此傅里叶级数的余弦分量、直流分量和偶次正弦分量为零, 即

$$\begin{cases} a_n = 0, & n = 0, 1, 2, 3, \dots \\ b_n = 0, & n = 0, 2, 4, 6, \dots \\ b_n = \frac{4E}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right], & n = 1, 3, 5, 7, \dots \end{cases} \quad (7.5-13)$$

式中: N 表示 $[0, \pi/2]$ 区间内开关角的数量; α_k 为区间内的 N 个开关角的第 k 个开关角; n 为基波和各次谐波次数; E 为 PWM 脉冲幅值。

令基波幅值 b_1 为预定值 q , 即

$$b_1 = q \quad (7.5-14)$$

在三相系统中, 3 的整数倍谐波因同相而被自动消除, 故式 (7.5-13) 中, 只有非 3 的整数倍的奇数才有意义。令

$$b_n = 0 \quad n = 5, 7, 11, \dots, 6k \pm 1, k \text{ 为正整数} \quad (7.5-15)$$

式 (7.5-14) 和式 (7.5-15) 中有 N 个自变量 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_N$, 我们使式 (7.5-14) 中的 q 为一需要的基波幅值, 这样式 (7.5-14) 和式 (7.5-15) 所构成的方程组就构造了在 $1/4$ 周期内用 N 个开关角来消除 $N-1$ 个特定谐波的选择谐波消除技术的数学模型, 再加上 α 的约束条件

$$0^\circ \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_N \leq 90^\circ.$$

该方程组是一组非线性超越方程, 不可能求出它的解析解, 通常是采用牛顿迭代法得到一组数值解, 但求解难度大, 实时求解非线性超越方程是这项技术的关键。

2.2 多电平 SHEPWM 方法

图 7.5-6 所示为五电平 SHEPWM 方法示意图 (以开关点 $N=10$ 为例), E 为多电平一个电平的电压值 (若为级联 H 桥型拓扑, E 就是 H 桥直流侧电压 U_{dc} 的值)。其中图 7.5-6 (a) 为单相五电平输出电压波形, 7.5-6 (b) 为五电平 $1/4$ 周期内开关切换角的定义。由图 7.5-6 (a) 可知, 单相输出电压脉冲序列满足 Dirichlet 定理, 因而可表示为如下傅里叶级数

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (7.5-16)$$

由于输出波形在整周期内具有点对称性, 而且在半周期内具有轴对称性, 可以证明系数 $a_n = 0$, 那么式 (7.5-16) 可表示为

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (7.5-17)$$

将图 7.5-6 (a) 所示 $u(t)$ 的代入式 (7.5-17), 经过一系列的数学简化运算, 得到

$$b_n = \begin{cases} 0, & n = 0, 2, 4, 6, \dots \\ \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^N p_k \cos(n\alpha_k), & n = 1, 3, 5, 7, \dots \end{cases} \quad (7.5-18)$$

$$p_k = \begin{cases} 1 & \text{(若阶梯波在 } \alpha_k \text{ 处上升)} \\ -1 & \text{(若阶梯波在 } \alpha_k \text{ 处下降)} \end{cases}$$

式中: N 表示开关点个数, 各开关角须满足 $0^\circ \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_{10} \leq 90^\circ$ 这一条件。

式 (7.5-18) 是五电平 SHEPWM 输出波形傅里叶系数的表达式, 实际上可以证明它同样适用于除两电平外任何多电平 $1/4$ 周期对称的 PWM 波、阶梯波的傅里叶系数。只要给出电压 PWM 波形或阶梯波形, 根据在不同开关角处波形处于上升沿还是下降沿, 即可以很容易地直接写出傅里叶系数, 进而直接写出 SHEPWM 的非线性方程组, 而不必要进行烦琐的定积分推算。

根据谐波消除原则, 若在输出电压中消除第 n 次谐波, 只需令相应次谐波幅值为零。考虑到多电平功率变流器主要用于高压大功率场合, 我们只须考虑三相的情况, 由于三相间相互作用, 输出线电压中 3 及 3 的倍数次谐波幅值均为

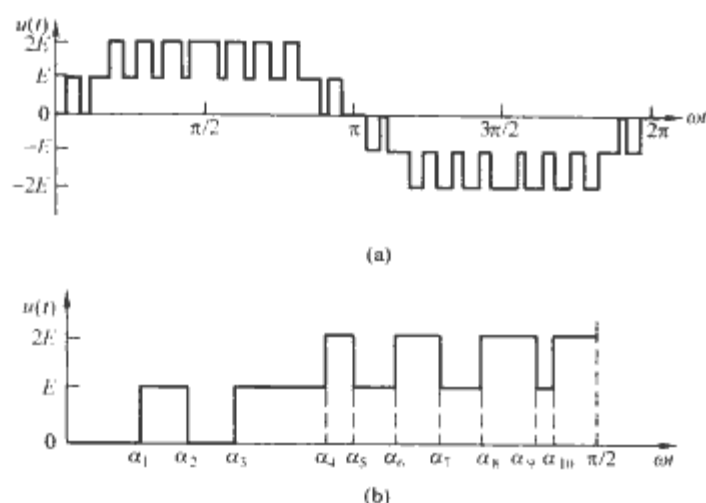


图 7.5-6 五电平 SHEPWM 波形

(a) 五电平逆变器输出电压; (b) 1/4 周期的开关角定义

零,所以在变流器输出电压中只含有基波和 $6k \pm 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 次谐波。为了尽量提高输出滤波器的谐振频率,从而降低滤波器的体积重量,希望尽量减少输出电压中的低次谐波含量。根据图 7.5-6 (a) 所示,设多电平变流器相邻电平的电压差为 E ,电平数为 L ,1/4 周期内取 N 个开关切换角,可得到求取 L 个电平的多电平 SHEPWM 开关切换角的非线性方程组为

$$\begin{cases} b_1 = \frac{L-1}{2}ME \\ b_n = 0, n = 5, 7, 11, 13, \dots \text{ 或 } n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (7.5-19)$$

傅里叶系数 b_n 见式 (7.5-19)。

以上 SHEPWM 方程组具有 N 个方程和 N 个开关角变量,经过仿真计算,可得到满足上式的 SHEPWM 开关角,使调制系数 M 在一定范围内变化,且同时消除 $N-1$ 个谐波分量。对于具有 10 个开关角变量的 SHEPWM 波,解此方程组即可求得消除第 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29 次谐波所需的开关点数值。所以,通过 SHEPWM 控制,可以得到仅含 31 次以上谐波且调制系数连续变化的开关角解。一般地,设开关角变量个数为 N ,线电压中可以消除到的谐波次数为 n ,则

$$n = \begin{cases} 3N-1, N \text{ 为偶数} \\ 3N-2, N \text{ 为奇数} \end{cases}$$

由以上分析可知,开关角数目 N 越多,也就是输出阶梯波中预制的“凹槽”越多,输出电压中能消除的低次谐波成分就越多,然而开关角变量的增多却增加了方程组的复杂性,增加了求解的难度。

SHEPWM 方程是非线性超越方程,解此方程一般用线性迭代的方法,由于方程系数为简单的三角函数,其偏导数的求解较为容易,较适合于用牛顿迭代法求解。因非线性方程组的求解需要一组初始值,而且初始值选择的合适与否直接决定了牛顿迭代算法是否收敛,如果初始值选择得不好,可能会引起无法求解。非线性超越方程组的求解以及合适初值的选取正是 SHEPWM 技术的难点所在,因而多采用离线计算,然后将开关角数据存储在存储芯片中,使用查表法取得数据,这就需要较大的数据表。长期以来限制了 SHEPWM 技术在工程上的使用。然而,随着现代科学技术的发展,特别是数值计算方法的发展和高速数字信号处理器件 (DSP)、复杂可编程逻辑器件 (CPLD) 的出现,给这一方

法提供了新的契机。

3 多电平载波 PWM 技术

载波调制 PWM 控制技术,就是通过载波和调制波的比较,得到开关脉宽控制信号。其中,以正弦波为调制波的正弦脉宽调制 (SPWM) 技术被普遍采用,典型的实现方法有自然采样法,规则采样法,等面积采样法等方法。其中,规则采样法、等面积法比较适合于计算机离散化计算实现。另外,多电平变流器最早是由三电平中点钳位变流器 (NPC) 发展而来,因此,首先介绍三电平 PWM 控制方法。

3.1 三电平载波 PWM 控制技术

图 7.5-7 所示为三相二极管钳位型三电平逆变器带电动机负载时的示意图。通过对一个三电平桥臂的四个半导体功率开关的控制,可以输出三个不同电平的电压波形,同时还需要对直流侧串联电容的中点电压进行控制,以保持各功率器件承受电压应力的动态平衡。因此,在每一个控制周期内,实时确定输出开关状态和相应占空比,且能够控制中点电压平衡是三电平 PWM 算法研究的关键问题。

典型的三电平载波 PWM 控制方法主要是三角载波层叠法 (Sub-Harmonics PWM)。

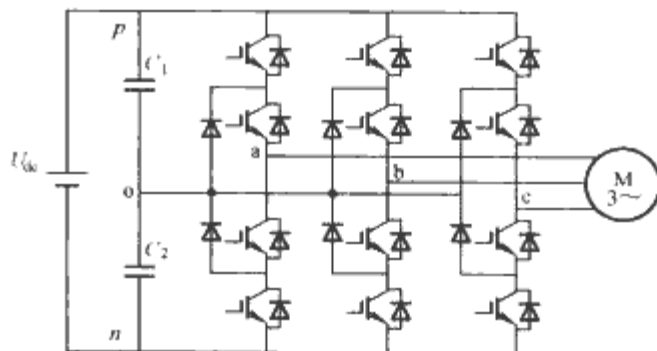


图 7.5-7 二极管钳位型三电平逆变器示意图

3.1.1 三角载波层叠法

三角载波层叠法是两电平载波 PWM 法的直接扩展,是由两组频率和幅值相同的三角载波上下层叠,且两组载波对称分布于同一个调制波的正负半波。假设三个电平从高到低依次为 p , o 和 n ,当调制波的正半波大于上层载波时,输出电平为 p ;而调制波的负半波幅值小于下层载波时输出电平为 n ,其他情况输出 o 电平。以单相桥臂的输出为例,载波层叠法的原理如图 7.5-8 所示。

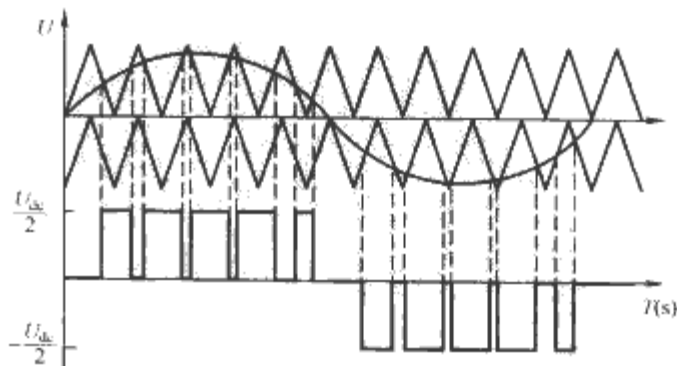


图 7.5-8 载波层叠 PWM 原理图

当输出为三相时,载波相同,仅调制波变为三相对称波形,其载波调制关系及相应输出脉冲如图 7.5-9 所示。

在一个载波周期内,采用对称规则采样时三相输出的载波调制示意图为图 7.5-10 所示。

假设载波周期为 T_s ,三相输出脉冲对应的占空比为 t_a , t_b , t_c ,每组载波幅值 $A_c=1$,载波频率为 $f_c=1/T_s$,三相调制波幅值 A_m 最大为 1,且在三角波负峰处的值分别为

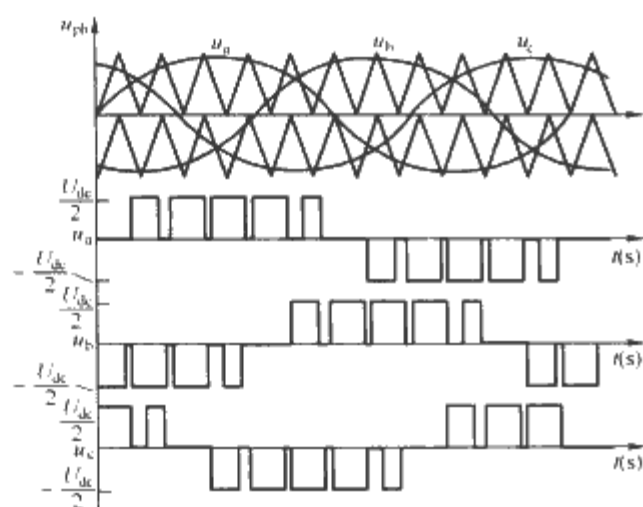


图 7.5-9 三相调制逆变器相电压的示意图

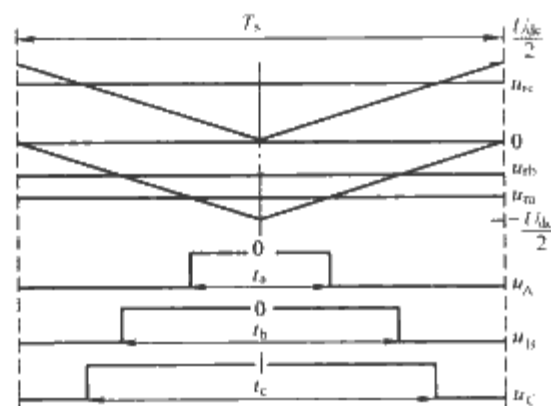


图 7.5-10 载波周期内载波调制示意图

u_m 、 u_{rb} 、 u_{rc} ，由相似三角形的几何关系，得到的占空比计算公式为

$$\begin{cases} t_a = (1 + u_m) T_s \\ t_b = (1 + u_{rb}) T_s \\ t_c = u_{rc} T_s \end{cases} \quad (7.5-20)$$

上述方法中，两组三角载波相位相同，当相位相反时，则成为另一种载波方法——载波反相层叠法，如图 7.5-11 所示。

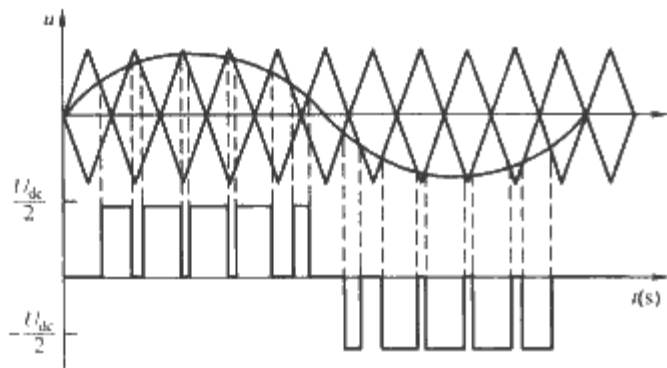


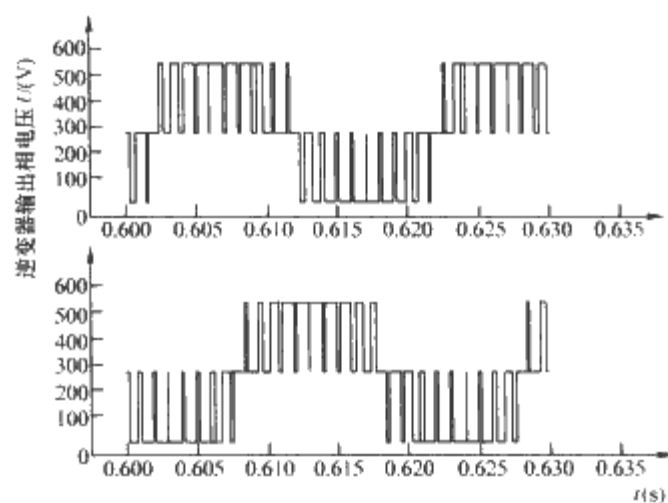
图 7.5-11 载波反相层叠调制法

图 7.5-12 为典型的三电平逆变器的相电压、线电压波形，从图中可以看出逆变器输出相电压中包含三个电平，而对应线电压中具有五个电平。

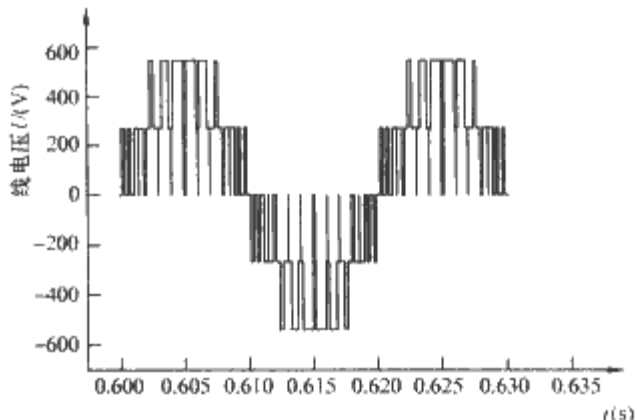
这两种方法调制波均为正弦波，实现简单，但电压利用率低，同时也没有很好的考虑中性点电压的控制问题。因此，为了增大调制比，降低开关损耗，可以在调制波中叠加零序分量，或者将调制波改成梯形波调制方法进行优化。

3.1.2 加入零序分量的载波 PWM 技术

对于无中线的三相对称负载系统，在三相逆变器输出电压中加入三的倍数次谐波或直流分量时，对负载电压波形不会产生影响。同样，在正弦调制波中加入不同的零序分量不



(a)



(b)

图 7.5-12 典型三电平逆变器相电压和线电压波形

(a) 两相电压；(b) 对应的线电压

会改变三相负载电压的基频分量，因此，利用加入的不同零序分量可以实现载波调制的优化控制。

(1) 考虑中性点电压平衡的优化。当二极管钳位型三电平变流器直流侧零点电流不为零时，直流电容电压将失去平衡，不仅会提高交流侧电流的谐波含量，更重要的是功率开关管所承受的反压也会上升，降低装置的寿命和可靠性，严重时甚至会击穿主回路的功率器件。因此，在调制波中加入适当的零序分量，可以对中性点电压的平衡进行调节。

(2) 以提高电压利用率为目的的优化。和两电平载波方法类似，在调制波中加入特定的零序分量，如 $u_z = \frac{1}{2} [\max(u_a, u_b, u_c) + \min(u_a, u_b, u_c)]$ ，可以增加调制比的线性控制范围，提高电压利用率。图 7.5-13 所示为叠加了 u_z ，也即三次谐波后三电平载波调制的波形。

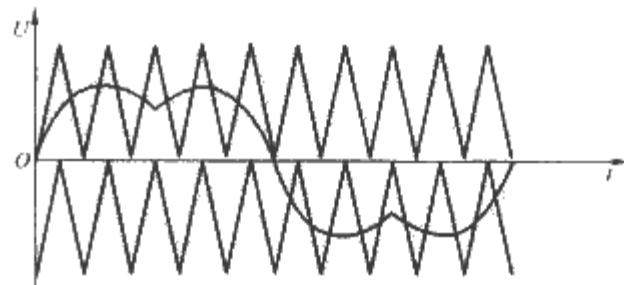


图 7.5-13 叠加三次谐波后的波形

(3) 降低开关损耗的优化。如果 PWM 开关频率很高，使开关损耗也随之加大，则采用不连续调制的方法可以降低开关损耗，同时使负载电压具有较低谐波。当开关管电压不变时，开关损耗取决于流过开关的电流大小，若使开关不动作的区域位于相电流的最大位置，可以降低变流器的开关损耗，同时相电流的位置与功率因数相关。图 7.5-14 为叠加了零序分量的情况下调制波形示意图。

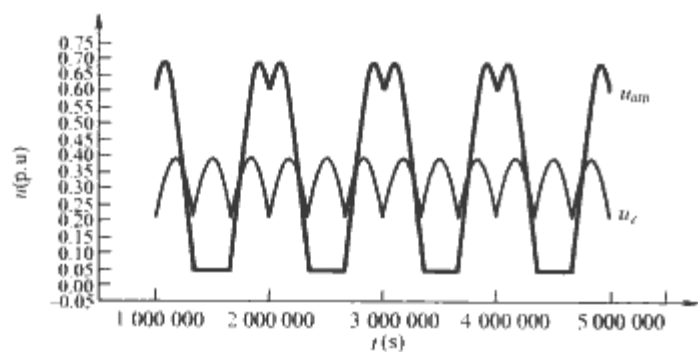


图 7.5-14 不连续调制波形

3.2 多电平载波 PWM 技术

由于多电平变流器具有多个载波,在调制生成多电平 PWM 波时有两类基本方法:第一类方法,首先多个幅值相同的三角载波叠加,然后与同一个调制波比较,得到多电平 PWM 波,即载波叠加法,这类方法可直接用于二极管钳位型多电平结构的控制,对其他类型的多电平结构也可适用;第二类方法,用多个相位不同、幅值相同的三角载波与调制波比较,生成 PWM 波分别控制各组逆变桥,然后再叠加,形成多电平 PWM 波形,称为载波移相法,一般用在 H 桥串联型(级联型)结构、电容钳位型结构。

同时,多电平载波 PWM 方法还需要实现其他的控制目标和性能指标,如电容电压的平衡、优化输出谐波、提高电压利用率、开关管功率平衡等。解决途径主要有以下两方面。第一是在多个载波上想办法,即可以改变三角载波之间的相位关系,如各载波同相位、交替反相、正负反相、以及载波移相。第二是在调制波上加入相应的零序分量。第三是对于某些特殊的结构,如 H 桥级联型结构、电容钳位型结构、以及层叠式多单元结构等,当桥臂上输出相同的电压时,可以有多个不同的开关状态组合对应,这些不同的开关状态组合对上述一些性能指标的影响是不同的,选择适当的开关状态组合就可以实现上述目标。应用上述思路,对于不同的多电平拓扑,相应有不同的载波 PWM 控制策略。

3.2.1 载波层叠法 (Carrier Disposition PWM)

和三电平载波层叠法类似,对于 n 电平变流器,采用 $n-1$ 个等幅值、同频率的三角波为载波,上下连续层叠,与同一调制波进行比较,在采样时刻根据调制波与各个三角波的比较结果输出不同的电平,并决定对应开关管的开关状态。这类方法可直接用在二极管钳位型多电平结构的控制。根据三角载波之间相位关系的排列不同,可分为三种不同的多电平载波比较 PWM 方法,下面以五电平为例进行介绍。

(1) 同相层叠方式 (Phase Disposition),即所有的三角载波以相同的相位上下排列叠加,然后进行调制,如图 7.5-15 所示。

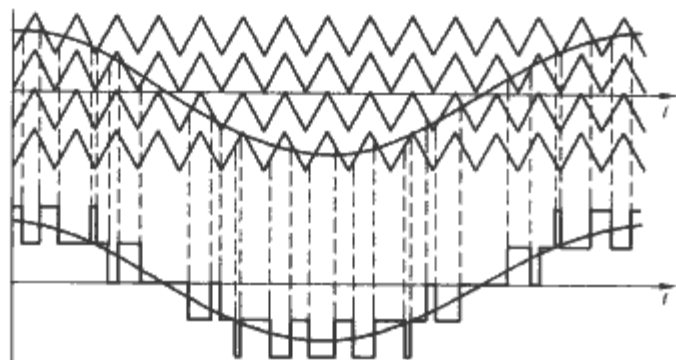


图 7.5-15 五电平同相层叠方式 (PD) 调制示意图

(2) 正负反相层叠式 (Phase Opposition Disposition),这种方法是使零值以上的三角载波相位和零值以下的三角载

波相位相反,如图 7.5-16 所示。

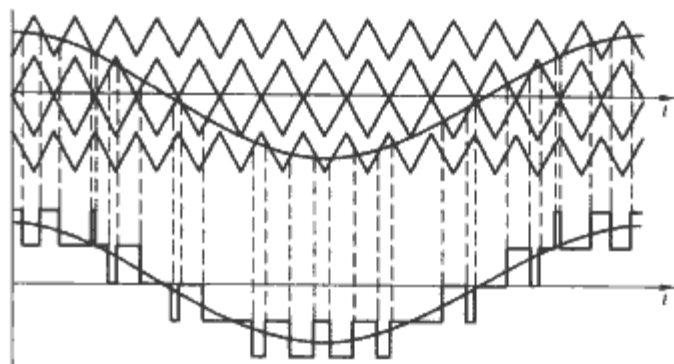


图 7.5-16 五电平正负反相层叠方式 (POD) 调制示意图

(3) 交替反向层叠式 (Alternative Phase Opposition Disposition),这种方法是指所有相邻的三角载波的相位都相反,如图 7.5-17 所示。

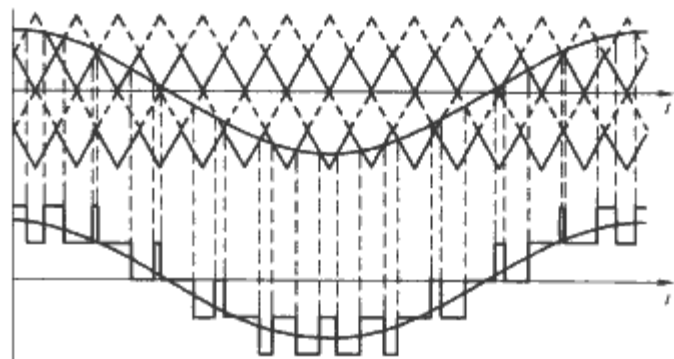


图 7.5-17 五电平交替反向层叠方式 (APOD) 调制示意图

载波比较法生成 PWM 脉冲后,就可以控制功率开关动作,进而输出三相 PWM 电压。以二极管钳位型五电平桥臂的 PWM 控制为例,图 7.5-18 中给出其开关动作与 PWM 控制脉冲的对应关系,图中四层 PWM 波形分别对应四组互补的开关 $S1(S1)$, $S2(S2)$, $S3(S3)$, $S4(S4)$,每一层中为高电平时上半桥的开关管导通,而低电平时则相应的互补管导通。

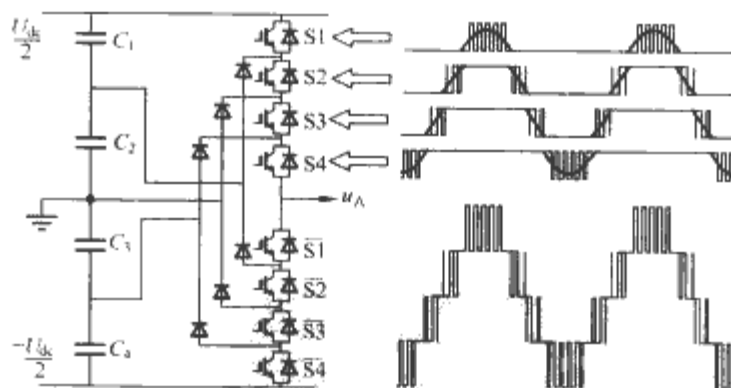


图 7.5-18 桥臂的开关动作与 PWM 控制脉冲的对应关系

载波层叠的方法也可用在 H 桥串联型结构和电容钳位型结构中,这时要根据这些结构的特点在控制中加以考虑。如在 H 桥串联型结构的控制中,除了要考虑输出波形的控制,还应该考虑各功率单元开关损耗的平衡,提高所有功率器件的平均利用率。

3.2.2 载波移相法 (PS PWM)

多电平载波移相法 (Phase Shifted Carrier PWM) 是指,对于一个 n 电平变流器, $n-1$ 个不同相位的三角载波分别与调制波进行比较,生成相对独立的 $n-1$ 组 PWM 调制信号,去驱动 $n-1$ 个功率单元,每一个单元控制就退化

效多电平 PWM 波形。

假设载波的周期为 T_s ，且对应 360° 相角，则各个载波依次移相 $360^\circ/(n-1)$ ，然后分别与调制波进行比较，即为载波移相的基本原理，和前面提到的交替反相层叠的方式非常类似。

载波移相的方法一般应用于 H 桥串联多电平结构、电容钳位型结构及层叠式多单元结构的控制应用中。图 7.5-19 所示为这两种结构的模块示意图。图中虚线标出部分为一组载波调制后的 PWM 控制单元。

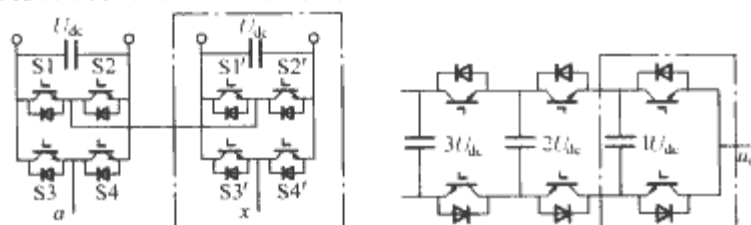


图 7.5-19 两种多电平结构及单元模块

图 7.5-20 和图 7.5-21 分别为 H 桥级联和电容钳位型逆变器载波移相法及对应生成 PWM 波形的示意图，以及和多电平拓扑中功率单元驱动的对对应关系。

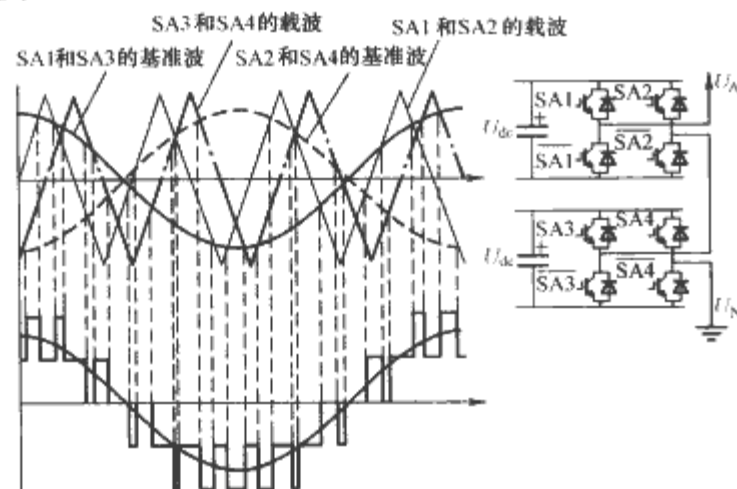


图 7.5-20 PWM 驱动波形与相应功率单元的对对应关系

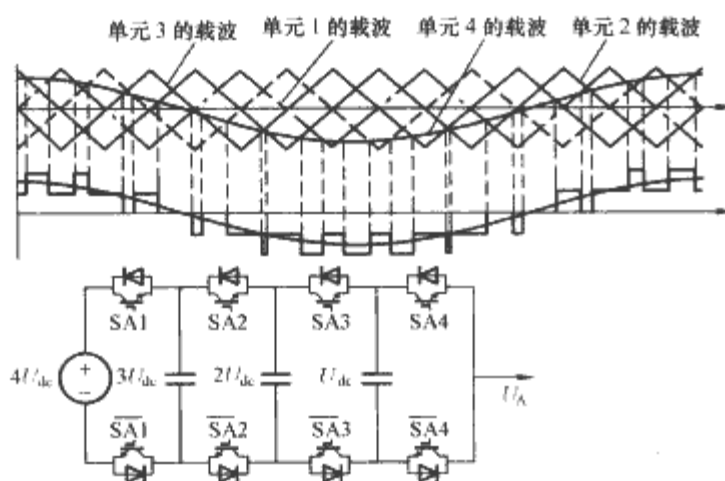


图 7.5-21 PWM 驱动波形与相应功率单元的对对应关系

3.2.3 性能指标的实现及优化

(1) 不同方法的谐波性能。这四种载波 PWM 控制方法在输出谐波方面有所不同。利用双边傅里叶分析，可以得出这四种载波方法的各次谐波的值，从而得出他们在谐波消除方面的优劣。这里给出结论：

1) 载波同相层叠方式 (PD) 的谐波性能最好，尤其是线电压谐波性能。交替反向层叠式 (APOD) 次之，正负反相层叠式 (POD) 效果最差。

2) APOD 和 PS 有相同的谐波性能，前提是在一个基波周期内总的开关次数相同。

3) 在 PS 方式下，通过不连续的控制波与移相载波的

比较，可以得到类似 PD 方式的谐波性能。

载波移相 (PS) 方式已经成为 H 桥多电平电路的标准 PWM 控制方法，与其他的 PWM 控制方法相比，有以下的优点：

1) 在任何的调制比下 (任何基波频率下)，输出电压保持相同的开关频率。而其他的载波方式在调制比降低时，会出现部分单元桥没有 PWM 电压输出，造成输出电压的开关频率下降，使得输出电压的谐波含量增加。

2) 单元桥之间没有输出功率不平衡的问题。因为在 PS 方式下，各级之间的输出电压的 PWM 波形基本一致，而其他方式则会出现不一致，使得不同级层的单元桥的功率不同。

3) 与主电路的模块化结构相一致，PSPWM 方式中针对各个单元的载波和比较波也呈现模块化的结构。

4) 对于同样的载波频率，PS 方式的输出电压的频率是载波频率的 N 倍 (N 为串联单元数，当载波移相等于 $2\pi/N$)。

(2) 电容电压平衡的控制。在多电平变流器中，对于二极管钳位型结构、电容钳位型结构、以及层叠式多单元结构，由于开关特性的非理想性、负载波动以及电容参数的偏差，某一时刻逆变器输出的电流大小和方向会影响与之相关的电容电压的大小，因此需考虑钳位电容电压平衡的控制问题。

二极管钳位型结构中，在逆变器输出电压中叠加不同的零序分量，可以控制相应电容的充放电状态，实现电容电压的平衡控制。因为在三相平衡系统的输出线电压中不存在零序分量，所以在三相正弦调制波中叠加零序分量，不影响输出线电压的大小。

电容钳位型和层叠式多单元结构中，输出相同的电平可以有不同的开关状态组合与之对应，不同的组合对钳位电容电压影响不同，而且不影响输出 PWM 脉冲，因而可以独立选择不同的组合来实现对电容电压的控制。

4 多电平空间矢量 PWM 技术

空间电压矢量 (Space Vector PWM) 法和载波调制等方法不同，它是从电动机的角度出发的，着眼于如何通过逆变器开关输出状态合成任意电压矢量使电机获得幅值恒定的圆形磁场，即正弦磁通。它以三相对称正弦波电压供电时交流电动机的理想磁通圆为基准，用逆变器不同的开关模式所产生实际磁通去逼近基准圆磁通，由它们比较的结果决定逆变器的开关，形成 PWM 波形。它把逆变器和电机看成一个整体来处理，所得模型简单，便于微机实时控制，并具有转矩脉动小，噪声低，电压利用高的优点，因此目前无论在开环控制系统还是闭环控制系统中均得到广泛应用。

多电平变流器空间矢量 PWM 控制由三电平变流器空间矢量 PWM 控制发展而来，因此，首先介绍三电平空间矢量 PWM 控制方法。

4.1 三电平空间矢量 PWM 控制

4.1.1 三电平变流器的空间电压矢量模型

以交流电机为负载的三相对称系统，当在电机上加三相正弦电压时，电机气隙磁通在 $\alpha\beta$ 静止坐标平面上的运动轨迹为圆形。设三相正弦电压瞬时值表达式为

$$\begin{cases} u_a = U_m \sin(\omega t) \\ u_b = U_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = U_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (7.5-21)$$

则它们对应的空间电压矢量定义为

$$u = \frac{2}{3}(u_a + au_b + a^2u_c) \quad (a = e^{j\frac{2\pi}{3}}) \quad (7.5-22)$$

这一思想也可以用来分析三相逆变器供电时异步电机气隙中磁通矢量的运行轨迹。设此时逆变器输出端电压为 u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} , 电机上的相电压为 u_{aN} , u_{bN} , u_{cN} , 电机中性点对逆变器参考点电压为 u_{No} , 也就是零序电压。这里 N 为电机中性点, o 为逆变器直流侧零电位参考点, 此时, 前述电机的定子电压空间矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \frac{2}{3}(u_{aN} + u_{bN}\alpha + u_{cN}\alpha^2) = \frac{2}{3}(u_{a0} + u_{b0}\alpha + u_{c0}\alpha^2) \\ &= u_{s\alpha} + ju_{s\beta} \end{aligned} \tag{7.5-23}$$

且有

$$\begin{cases} u_{aN} = u_{a0} - u_{No} \\ u_{bN} = u_{b0} - u_{No} \\ u_{cN} = u_{c0} - u_{No} \end{cases} \tag{7.5-24}$$

理想的三电平变流器电路的开关模型如图 7.5-22 所示, 每相桥臂的电路结构可以简化为一个与直流侧相通的单刀三掷开关 S 。

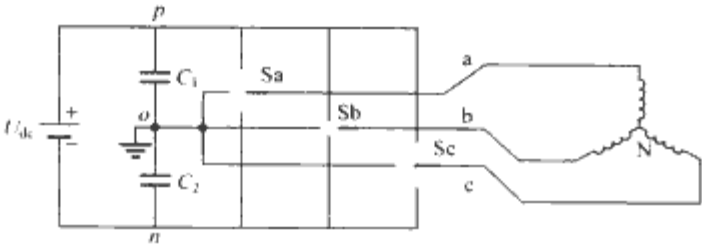


图 7.5-22 三电平电路的开关模型

在正常情况下, 以图中 o 点为变流器零电位参考点, 则三电平电路的一个桥臂只有 $U_{dc}/2$ 、 0 和 $-U_{dc}/2$ 三种可能输出电压值 (或称为电平), 即每相输出分别有正 p 、零 o 、负 n 三个开关状态。也有将 n 点设为变流器零电位参考点, 此时每相桥臂的可能输出电平值表示为 0 、 $U_{dc}/2$ 、 U_{dc} , 对应的每相输出表示为 0 、 1 、 2 三个开关状态。这两种表示法本质是相同的, 在本书中采用前一种表示方法。

若定义开关变量 s_a 、 s_b 、 s_c 代表各相桥臂的输出状态, 则各相电压表示为 $u_a = \frac{U_{dc}}{2}s_a$, $u_b = \frac{U_{dc}}{2}s_b$, $u_c = \frac{U_{dc}}{2}s_c$ 。

$$s_x = \begin{cases} 1(\text{第 } x \text{ 相输出电平 } p) \\ 0(\text{第 } x \text{ 相输出电平 } o, \text{ 这里 } x \text{ 为 } a, b \text{ 或 } c)。 \\ -1(\text{第 } x \text{ 相输出电平 } n) \end{cases}$$

因此, 三相三电平变流器就可以输出 $3^3 = 27$ 种电压状态组合, 对应 27 组不同的变流器开关状态。此时, 仍定义电压空间矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{U}(k) &= \frac{1}{3}U_{dc}(s_a + \alpha s_b + \alpha^2 s_c) \\ &= \frac{U_{dc}}{6}[(2s_a - s_b - s_c) + \\ &\quad j\sqrt{3}(s_b - s_c)] \end{aligned} \tag{7.5-25}$$

则在 $\alpha\beta$ 平面上, 三电平变流器 27 组开关状态所对应的空间矢量如图 7.5-23 所示。

图中标出了不同开关状态组合和空间矢量的对应关系, 如其中 pnn 表示 A、B、C 三相输出对应的开关状态为正、负、负。另外, 同一电压矢量可以对应不同的开关状态, 越往内层, 对应的冗余开关状态越多。因此, $\alpha\beta$ 平面上的 27 组开关状态实际上只对应着 19 个空间矢量, 这些矢量被称为三电平变流器的基本空间矢量, 简称基本矢量。

三电平变流器的空间矢量模型和传统的两电平模型相比, 对应的开关状态和基本矢量数目均大大增加。

4.1.2 基本矢量及对中性点电压的影响

(1) 基本矢量的分类。在 $\alpha\beta$ 空间矢量平面上, 三电平

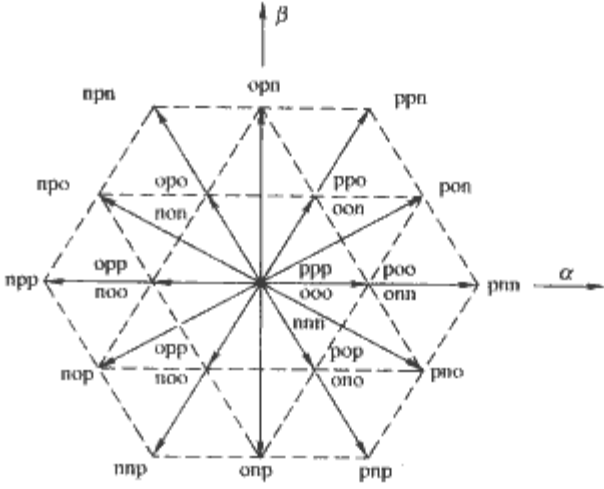


图 7.5-23 三电平逆变器空间电压矢量分布图

变流器的同一基本矢量对应不同的开关状态, 说明变流器输出的基本矢量所对应的开关状态数目具有一定的冗余度。按照基本矢量幅值的不同进一步分类, 可以将 19 个基本矢量及其对应的 27 组开关状态分为四类, 分别称为长矢量、中矢量、短矢量和零矢量, 见表 7.5-1。

表 7.5-1 三电平矢量分类表

基本矢量类型	对应的三相输出开关状态
长矢量	pnn, ppn, npn, npp, onp, pno
中矢量	pon, opn, npo, nop, onp, pno
短矢量	poo, onn, ppo, oon, oop, non, opp, noo, opp, noo, pop, onn
零矢量	ppp, ooo, nnn

其中长矢量与矢量图中外六边形的顶点对应, 共有六个, 对应的开关状态为 pnn , ppn , npn 等, 分别表示三相均接正电平或者负电平; 中矢量长度略短, 位于每个 60° 扇区的角平分线上, 共有六个, 对应的开关状态为 pon , opn , npo 等, 这六个电压矢量的特点是三个桥臂分别接在正电平、负电平和零电平上; 短矢量长度为长矢量的一半, 共有六个, 且位于内部六边形顶点, 每个矢量与两组开关状态相对应, 如 onn , poo 等; 矢量长度为 0 的是零矢量, 为空间矢量平面原点, 对应 ppp , ooo 和 nnn 三组开关状态, 它们分别表示变流器三相交流输出同时接正电平、零电平或负电平。

从图 7.5-23 可知, 从最外层的六边形向里每进一层, 矢量对应的开关状态冗余度增加 1, 例如最外层的长矢量及中矢量冗余度为 1, 即只有一个对应的开关状态; 短矢量的冗余度为 2, 如 onn 和 poo 在平面上位置完全重合; 最里层的零矢量冗余度为 3。

(2) 基本矢量对中性点电压的影响。在三电平变流器的 19 个矢量中, 长矢量对应的开关状态使三相输出和正负母线相连, 不影响中点电压; 零矢量使负载三相短路, 并挂在正、负、零、母线之一上, 也不会导致中性点电压的变动。而中矢量和短矢量的开关状态对应至少有一相输出和零母线相连, 并和正、负母线形成电流回路, 从而导致电容 C_1 和 C_2 的充放电, 使中性点电压发生波动。以四种不同矢量的五组开关状态 pnn , ooo , pon , onn 和 poo 为例, 画出三电平变流器电路拓扑和电流回路, 分析不同开关状态时中性点电流及电压的情况, 如图 7.5-24 所示。

图 7.5-24 中 i_{NP} 为中性点电流, 流出中性点为正。显然, 长矢量和零矢量时开关状态的中性点电流 $i = 0$, 电容 C_1 和 C_2 上的电压保持不变, 处于平衡状态下 (不考虑充电电阻的影响), 如图 7.5-24 (a) 和图 7.5-24 (b) 所示。当中矢量开关状态为 pon 时, 如图 7.5-24 (c) 所示, 有 $i_{NP} =$

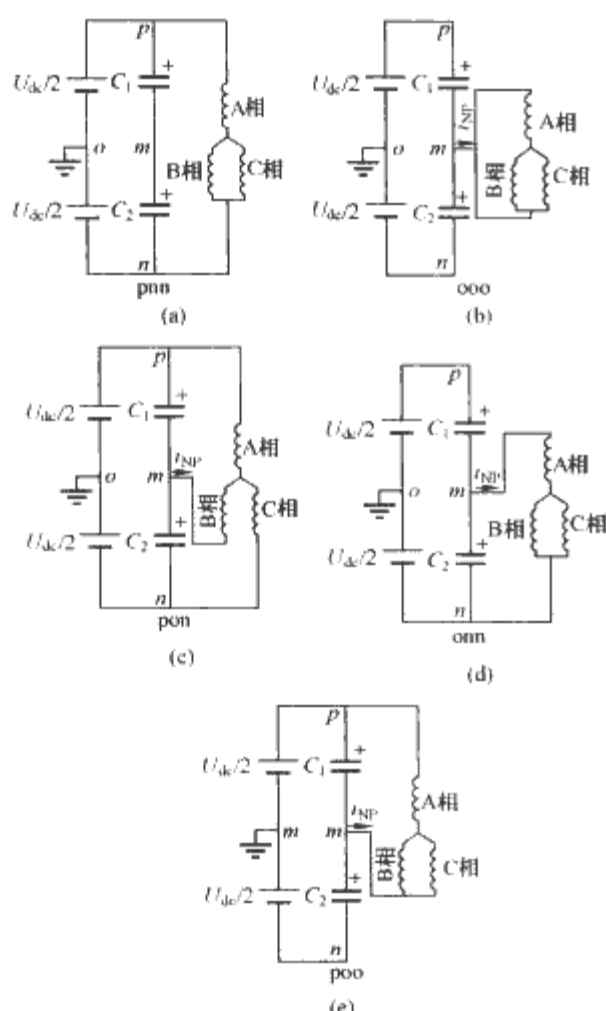


图 7.5-24 矢量的实际拓扑和电流回路 5 种情况
(a) 情况 1; (b) 情况 2; (c) 情况 3;
(d) 情况 4; (e) 情况 5

i_b , 当负载电流 $i_b > 0$ 时, 上电容 C_1 充电, u_{c1} 升高, 下电容 C_2 放电, u_{c2} 下降, 从而中性点电位 $u_{no} = (u_{c2} - u_{c1})/2$ 下降; 反之, $i_b < 0$, 则 C_1 放电, C_2 充电, 中性点电位 u_{no} 上升, 可以看出, 电流方向不同时, 对中性点电压的影响也不同。对于短矢量的开关状态 onn, 满足 $i_{NP} = i_a$, 如图 7.5-24 (d) 所示; 而对开关状态 poo, 有 $i_{NP} = i_b + i_c = -i_a$, 如图 7.5-24 (e) 所示, 显然 onn 和 poo 两组开关状态对中性点电压的作用完全相反。

因此, 影响中性点电压的最根本原因是不为零的中性点电流。这也给出了中性点电压控制的一条思路, 即通过控制中性点电流来控制中性点电压。

按照中短矢量的开关状态对中性点电流的方向的影响, 可以对其进行分类, 下面给出了相应开关状态时的中性点电流正负, 见表 7.5-2。

表 7.5-2 中短矢量各开关状态及其相应的中性点电流

正短矢量的 开关状态	i_{NP}	负短矢量的 开关状态	i_{NP}	中矢量的 开关状态	i_{NP}
onn	i_a	poo	$-i_a$	pon	i_b
ppo	i_c	oon	$-i_c$	opn	i_a
non	i_b	opo	$-i_b$	npo	i_c
opp	i_a	noo	$-i_a$	nop	i_b
nno	i_c	oop	$-i_c$	onp	i_a
pop	i_b	ono	$-i_b$	pno	i_c

三电平 NPC 电路要正常工作, 就必须使中性点电压的波动控制在允许范围内。因此, 在选择基本矢量时必须考虑对电容电压的影响。根据表 7.5-2 的信息, 就可以选择合适的矢量进行中性点电压控制了。

中性点电压控制可以通过硬件或算法两种途径进行控

制。硬件方法是利用整流侧的中性点来钳位; 算法控制的方法是利用三电平逆变器开关状态的合理选择, 来实现电容中性点电压的动态平衡的控制, 实现手段主要有闭环控制和开环控制两种。由于空间矢量调制 (SVM) 技术控制的灵活性强、易于数字实现, 因此相对于载波调制方法, 采用空间矢量法对电容中性点电压进行控制的发展更为成熟。

4.1.3 三电平空间矢量 PWM 合成

为了使三电平逆变器输出的电压矢量接近圆形, 并最终获得圆形的旋转磁通, 只有利用逆变器的输出电平和作用时间的有限组合, 用多边形去接近圆形。

在采样周期内, 对于一个给定的参考电压矢量 U_{ref} , 可以用三个基本电压矢量来合成, 根据伏秒平衡原理, 满足方程组

$$\begin{cases} T_1 U_1 + T_2 U_2 + T_3 U_3 = T_s U_{ref} \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \end{cases} \quad (7.5-26)$$

式中: T_1, T_2, T_3 分别为 U_1, U_2, U_3 矢量对应的作用时间; T_s 为采样周期。

根据此方程组可以得到各基本矢量的作用时间。然后根据基本矢量与开关状态的对应关系, 结合其他要求确定所有的开关状态及其输出形式。

为了实现三电平变流器的 SVPWM 控制, 在每个采样周期内, 分为以下四个步骤:

- (1) 找出合成参考电压矢量的三个基本矢量。
- (2) 确定三个基本矢量的作用时间, 即每个矢量对应的占空比。
- (3) 确定各个基本矢量对应的开关状态。
- (4) 确定各开关状态的输出次序以及各相输出电平的作用时间, 即确定输出的开关状态序列, 和对应三相的占空比。

对于三电平逆变器, 利用 19 个基本矢量, 使其在一个采样周期 T_s 内的平均值和给定参考矢量等效。将三电平空间矢量图分为六个大扇区, 每个扇区分为四个三角形小区, 则共有 24 个小三角形。

在此基础上列写出一系列不等式, 通过参考矢量的幅值和角度判断所处的扇区和小区。由于三电平矢量的对称性, 因此以扇区 1 为例, 确定合成参考矢量的三个基本矢量及作用时间, 四个小区分为 I、II、III、IV, 如图 7.5-25 所示。若参考电压矢量落在其他扇区, 计算方法类似。其中, U_a, U_c 是长矢量, U_b 是中矢量, U_{a0}, U_{c0} 是短矢量, U_0 为零矢量。

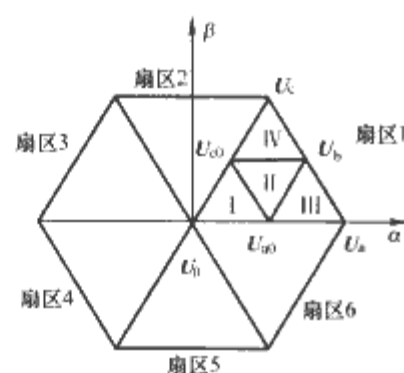


图 7.5-25 三电平逆变器
空间矢量小区划分

设参考电压矢量为 U_{ref} , 并定义调制比为 $m = \frac{\sqrt{2} |U_{ref}|}{U_{dc}}$, 在 VVVF 控制中, 不考虑电压补偿情况下, $m = f/50$, 其中 f 为运行频率。即在外六边形的内切圆上, 调制比 $m=1$ 。

(1) 作用时间的计算。下面给出参考矢量 U_{ref} 在不同小区中的合成方法。

1) U_{ref} 在 I 区。则 U_{ref} 由矢量 U_{a0}, U_{c0} 和 U_0 合成, 作用时间分别为 T_{a0}, T_{c0}, T_0 , 计算公式如下

$$\begin{cases} T_{a0} = 2mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_{c0} = 2mT_s \sin\theta \\ T_0 = [1 - 2m \sin(\theta + \frac{\pi}{3})]T_s \end{cases} \quad (7.5-27)$$

2) U_{ref} 在Ⅱ区。则 U_{ref} 由矢量 U_{a0} 、 U_{c0} 和 U_b 合成,作用时间分别为 T_{a0} 、 T_{c0} 、 T_b ,计算公式如下

$$\begin{cases} T_{a0} = (1 - 2m \sin\theta)T_s \\ T_{c0} = [1 - 2m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]T_s \\ T_b = [2m \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) - 1]T_s \end{cases} \quad (7.5-28)$$

3) U_{ref} 在Ⅲ区。则 U_{ref} 由矢量 U_{a0} 、 U_a 和 U_b 合成,作用时间分别为 T_{a0} 、 T_a 、 T_b ,计算公式如下

$$\begin{cases} T_{a0} = [2 - 2m \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]T_s \\ T_a = [2m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - 1]T_s \\ T_b = 2mT_s \sin\theta \end{cases} \quad (7.5-29)$$

4) U_{ref} 在Ⅳ区。则 U_{ref} 由矢量 U_{c0} 、 U_c 和 U_b 合成,作用时间分别为 T_{c0} 、 T_c 、 T_b ,计算公式如下

$$\begin{cases} T_{c0} = [2 - 2m \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]T_s \\ T_c = (2m \sin\theta - 1)T_s \\ T_b = 2mT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \end{cases} \quad (7.5-30)$$

为确定合成矢量最近的几个基本矢量,共需要分24种情况,然后对不同的小区用不同的表达式计算出参与合成的矢量和相应的作用时间。

(2) 中性点电压控制。

在空间电压矢量的合成方法中,不同的选择方案对中性点电压会产生不同的影响。例如,在Ⅰ区,应该用矢量 U_{a0} 、 U_{c0} 和 U_0 合成 U_{ref} 。由于对应 U_{a0} 、 U_{c0} 分别有两个矢量,选择不同的矢量就会产生多种PWM方案,对中性点电压也会产生不同的影响。如图7.5-26所示,以六个小区的划分方法为例,在第一个扇区的小区0中有两种矢量合成方案(七段式),见表7.5-3。

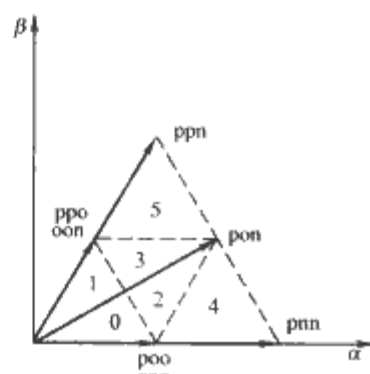


图 7.5-26 扇区划分为六个小区

表 7.5-3 矢量合成方案

方 案 一			方 案 二		
作用顺序	开关状态	作用时间	作用顺序	开关状态	作用时间
1	poo	$T_{a0}/4 + \Delta t/2$	1	onn	$T_{a0}/4 + \Delta t/2$
2	ooo	$T_a/2$	2	oon	$T_{c0}/2$
3	oon	$T_{c0}/2$	3	ooo	$T_0/2$
4	onn	$T_{a0}/2 - \Delta t$	4	poo	$T_{a0}/2 - \Delta t$
5	oon	$T_{c0}/2$	5	ooo	$T_0/2$
6	ooo	$T_b/2$	6	oon	$T_{c0}/2$
7	poo	$T_{a0}/4 + \Delta t/2$	7	onn	$T_{a0}/4 + \Delta t/2$

其中 Δt 用于调整中性点电压,显然 $|\Delta t| < T_{a0}/2$,其符号由当前中性点电压的符号及对应短矢量的中点电流来决定。

若直接采用类似两电平的方法实现三电平的SVPWM算法,需要涉及较多的三角函数运算或表格查询。此外,对于三电平变流器,出现了新的问题需要考虑,即直流侧电容电压的中点平衡问题,这在一定程度上也增加了PWM算法的设计难度。

4.1.4 60°坐标系SVPWM算法

在 $\alpha\beta$ 平面中,三电平基本空间矢量之间的角度均为60°的倍数,因此,采用非正交的60°坐标系,会有助于简化参考矢量的合成和作用时间的计算。

(1) 坐标变换。设采用的60°坐标系为 $g-h$ 坐标系,取 g 轴和直角坐标中 α 轴重合,逆时针转60°为 h 轴,如图7.5-27所示。

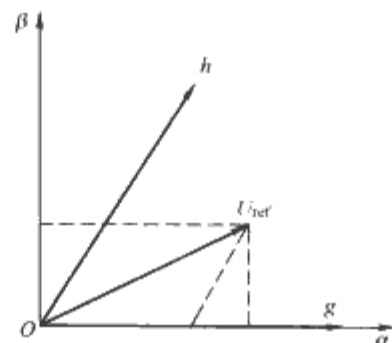


图 7.5-27 60°坐标系与 $\alpha-\beta$ 坐标系

设参考矢量 U_{ref} 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的坐标为 (u_{α}, u_{β}) ,变换到 $g-h$ 坐标系下的坐标为 (u_{rg}, u_{rh}) ,根据线性关系可得到两种坐标系的变换为

$$\begin{bmatrix} u_{rg} \\ u_{rh} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \quad (7.5-31)$$

当以 $\alpha-b-c$ 坐标形式表示时,设三相电压为 $U(u_a, u_b, u_c)$,则由Clark变换可以得到在 $g-h$ 坐标系下的电压矢量形式,其变换如式(7.5-32)所示

$$\begin{bmatrix} u_g \\ u_h \end{bmatrix} = [D] \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (7.5-32)$$

对于以交流电机为负载的三相逆变器,由其相电压的对称性有 $U_a + U_b + U_c = 0$,可知空间矢量的轨迹必然位于一个平面之中,将三电平逆变器的基本矢量变换到 $g-h$ 坐标系下,即得到变换到60°坐标系下的三电平空间矢量图,如图7.5-28所示。

(2) 选择基本矢量。在60°坐标系下,所有的基本矢量的坐标为整数,因此对于任意的空间参考矢量 $U_{ref}(U_{rg},$

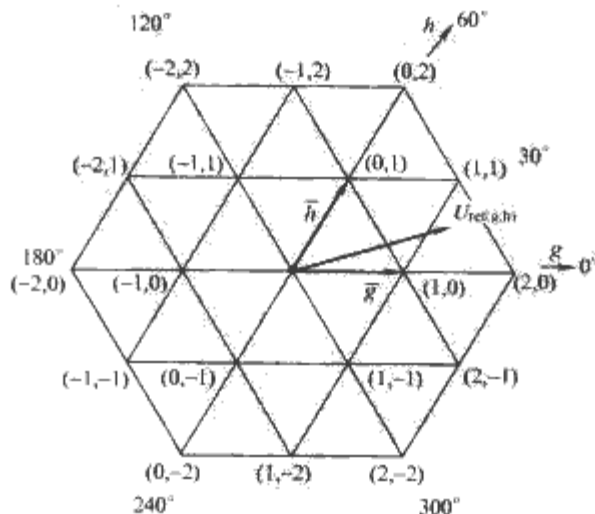


图 7.5-28 60°坐标系下三电平空间矢量图

U_{rh}), 距离其最近的四个电压矢量可以由空间参考矢量的坐标的向上和向下取整得到。对于如图 7.5-28 的参考矢量, 对应的四个电压矢量设为

$$\begin{cases} U_{UL} = \begin{bmatrix} \overline{U_{rg}} \\ \overline{U_{rh}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} \\ U_{LU} = \begin{bmatrix} \overline{U_{rg}} \\ \overline{U_{rh}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ U_{UU} = \begin{bmatrix} \overline{U_{rg}} \\ \overline{U_{rh}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix} \\ U_{LL} = \begin{bmatrix} \overline{U_{rg}} \\ \overline{U_{rh}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7.5-33)$$

式 (7.5-33) 中, 在坐标变量上画线表示向上或向下取整, 且矢量下标 U 代表其中的变量向上取整, L 代表向下取整。这四个矢量的终点构成一个等边平行四边形, 此等边四边形被由 U_{UL}/U_{LU} 终点构成的对角线分成两个等边三角形。同时 U_{UL}/U_{LU} 总是两个最近的矢量。那么第三个矢量就是剩下的两个矢量中的一个, 这个矢量必然与参考矢量落在由 U_{UL}/U_{LU} 的终点所构成的对角线的同一侧, 此对角线为

$$g+h=U_{ULg}+U_{ULh} \quad (7.5-34)$$

因此根据表达式 $U_{rg}+U_{rh}-(U_{ULg}+U_{ULh})$ 的符号, 便可以判断第三个矢量。即, 当表达式的值大于零, U_{UU} 是第三个矢量, 当表达式的值小于等于零, 则 U_{LL} 是所求得的第三个最近的矢量。以图 7.5-28 为例, 求得的三个最近的矢量为 $\begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ 。

(3) 计算作用时间。一旦三个最近的矢量被确定, 则可以通过下面的方程组的求解得出各个矢量的占空比

$$U_{ref} = (d_1 U_1 + d_2 U_2 + d_3 U_3) \quad (7.5-35)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (7.5-36)$$

其中: $U_1=U_{UL}, U_2=U_{LU}, U_3=U_{LL}$ 或 $U_3=U_{UU}$ 。所有的开关状态的坐标为整数, 方程组的解可以基于参考电压的小数部分而获得。

1) 当 $U_3=U_{LL}$ 时, 将式 (7.5-35) 按 $g-h$ 轴展开, 并与式 (7.5-36) 联立得

$$U_{rg} = U_{ULg}d_1 + U_{LUg}d_2 + U_{LLg}d_3 \quad (7.5-37)$$

$$U_{rh} = U_{ULh}d_1 + U_{LUh}d_2 + U_{LLh}d_3 \quad (7.5-38)$$

$$U_{LLh} = U_{ULh}, U_{LLg} = U_{LUg} \quad (7.5-39)$$

$$U_{LUh} - U_{LLh} = 1, U_{ULg} - U_{LLg} = 1 \quad (7.5-40)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (7.5-41)$$

求解式 (7.5-37) ~ 式 (7.5-41) 得

$$d_1 = d_{UL} = U_{rg} - U_{LLg} \quad (7.5-42)$$

$$d_2 = d_{LU} = U_{rh} - U_{LLh} \quad (7.5-43)$$

$$d_3 = d_{LL} = 1 - d_{UL} - d_{LU} \quad (7.5-44)$$

2) 当 $U_3=U_{UU}$ 时, 类似可以得到

$$d_1 = d_{UL} = -(U_{rh} - U_{UUh}) \quad (7.5-45)$$

$$d_2 = d_{LU} = -(U_{rg} - U_{UUG}) \quad (7.5-46)$$

$$d_3 = d_{UU} = 1 - d_{UL} - d_{LU} \quad (7.5-47)$$

基于 60° 的坐标系能够简化大量的计算, 为空间矢量 PWM 控制提供了一种十分有效的方法。

(4) 确定输出开关状态。这一步是利用已得到的和参考

电压矢量最近的三个基本矢量, 确定三相输出开关状态。对于二极管钳位型三电平逆变器 (NPC), 设三个最近矢量之一为 $U_i = (u_{ig}, u_{ih})^T, u_{ig}, u_{ih} \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}$, 该基本矢量对应三相开关状态为 $S_i = (s_{ia}, s_{ib}, s_{ic})^T, s_{ia}, s_{ib}, s_{ic} \in \{0, 1, 2\}$, 则有以下方程组 (7.5-48)

$$\begin{cases} s_{ia} = i \\ s_{ib} = i - u_{ig} \\ s_{ic} = i - u_{ig} - u_{ih} \end{cases}, \text{ 且 } \begin{cases} 0 \leq i \leq 2 \\ 0 \leq i - u_{ig} \leq 2 \\ 0 \leq i - u_{ig} - u_{ih} \leq 2 \end{cases} \quad (7.5-48)$$

通过式 (7.5-48) 选择不同的 i 就可以得到基本矢量 U_i 对应的全部开关状态。得到的基本矢量为二维坐标, 这样确定三相输出开关状态就有一个可选择的自由度。设 i 为对应参数, 利用这一参数, 根据前节中所述基本矢量对中性点电压的影响规律, 对三相开关状态进行选择, 就可实现三电平逆变器的中性点电压平衡的控制。

4.2 多电平空间矢量 PWM 技术

4.2.1 空间矢量模型及控制目标

多电平 SVPWM 技术是在三电平 SVPWM 思想基础上的进一步扩展。也是基于三相系统的空间矢量模型, 采用基本矢量的占空比调制来合成参考矢量, 并以此为出发点进行 PWM 控制计算的。

三相多电平变流器的电路模型是一个三相电压源, 这个电压源的每一相可以输出多级的直流电平, 对于一个 n 电平变流器, 假设每一级的电平值为 $E = \frac{U_{dc}}{n-1}$, 则每相可以输出 $0, E, 2E, \dots, (n-1)E$, 共 n 种不同的电平值, 典型的多电平变流器带三相对称负载的开关模型如图 7.5-29 所示。

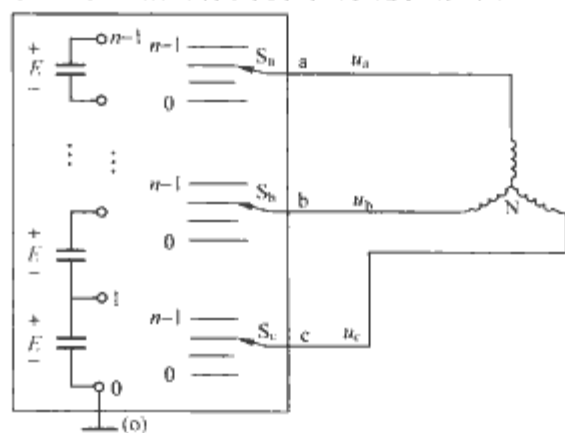


图 7.5-29 多电平变流器开关模型

在图中定义三相的开关函数为 s_a, s_b, s_c , 且 $s_{a,b,c} \in \{0, 1, \dots, n-1\}$, 三相输出可分别表示为 $u_a = s_a E, u_b = s_b E, u_c = s_c E$ 。以变流器直流侧最低电位为参考零点 o , 则每一相输出的电平序数可以表示为 $0, 1, \dots, (n-1)$ 。设负载的中性点为 N , 则输出电压满足如下方程组

$$\begin{cases} u_{aN} = u_{ao} - u_{No} \\ u_{bN} = u_{bo} - u_{No} \\ u_{cN} = u_{co} - u_{No} \end{cases} \quad (7.5-49)$$

在三相平衡负载下, 负载相电压之和为零, 将 (7.5-49) 各式相加得到式 (7.5-50)

$$u_{No} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (7.5-50)$$

式中: u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} 为负载相电压; u_{ao}, u_{bo}, u_{co} 为变流器三相输出电压, 有时也用 u_a, u_b, u_c 表示; u_{No} 为负载中性点对变流器零参考点的电压, 代表变流器输出的零序分量, 有时也用 u_z 表示。

在 $\alpha\beta$ 直角坐标系下, 对三相多电平变流器的输出电压, 仍定义空间矢量为

$$U = \frac{2}{3} E(s_a + \alpha s_b + \alpha^2 s_c) = \frac{E}{3} \{ (2s_a - s_b - s_c) + j\sqrt{3}(s_b - s_c) \} \quad (7.5-51)$$

根据此定义, 可以得到多电平变流器的输出电压空间状态矢量图, 图 7.5-30 为四电平变流器空间矢量图。三相多电平变流器有 n^3 种输出开关状态, 对应 $(1+6\sum_{i=1}^{n-1} i)$ 个基本矢量。

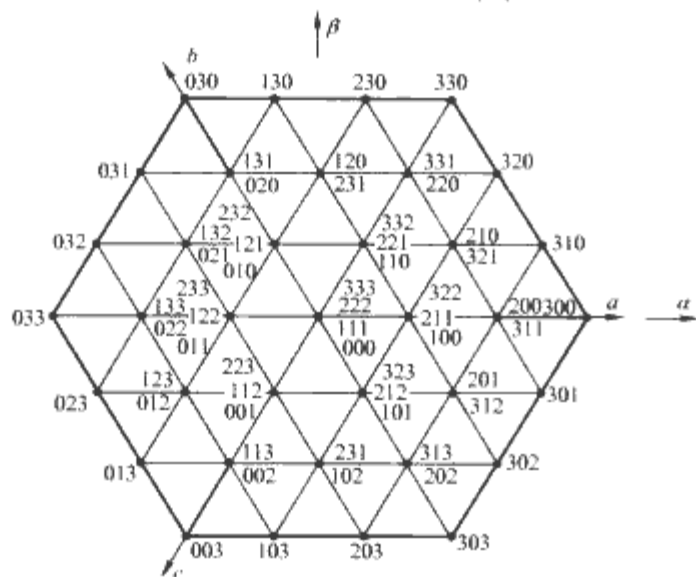


图 7.5-30 四电平逆变器空间矢量和开关状态图

随着电平数的增多, 多电平基本矢量和相应的开关状态冗余进一步增多, 同时多电平运行状态控制的复杂程度也大大增加, 使得多电平 SVPWM 算法也越来越复杂。

多电平 SVPWM 控制的目标是: 保证变流器输出的线电压 (或负载上得到的相电压) 与参考电压矢量一致; 控制不同的变流器的运行状态, 使之符合所要求的性能指标, 对于不同的多电平结构, 具体的要求也不同, 但一般有储能电容的电压平衡控制、输出谐波控制、所有功率开关的输出功率平衡控制、器件开关损耗控制等。

多电平 SVPWM 算法实现的主要步骤和要求与三电平 SVPWM 的相同, 以下就已有的几种多电平变流器的算法进行介绍。

4.2.2 60°坐标系多电平 SVPWM 方法

60°坐标系 SVPWM 方法最早应用在三电平变流器中, 在三电平 SVPWM 控制中比较详细的分析了这种算法的实现方案。这种方法在矢量选取和作用时间计算方面非常简单, 避免了大量三角函数的运算, 也可以应用到三电平以上的多电平 SVPWM 数字控制算法中。

60°坐标系 SVPWM 算法的具体实现步骤包括: ①将 abc 坐标下的变流器输出基本矢量转换为 60° $g-h$ 坐标的形式, 变换后所有基本矢量的坐标归一化后为整数; ②将参考电压矢量变换到 60° $g-h$ 坐标, 对于任意的参考矢量, 分别对其坐标向上和向下取整, 组合后可得到 4 个电压矢量的坐标, 其中三个坐标就是参考矢量终点所在的小三角形的三个顶点。可通过参考矢量坐标值归纳出算术表达式, 并对符号进行逻辑判断, 判断得到三个矢量; ③对一个线性方程组求解得出各个矢量的占空比; ④考虑不同拓扑所要求的性能指标, 即对变流器的运行控制要求, 最终得到控制变流器开关状态的 PWM 波形。

以五电平变流器为例, 图 7.5-31 为变换到 60° $g-h$ 坐标系下

五电平基本矢量及参考电压的空间矢量图。其 PWM 矢量的合成方法如前所述, 和三电平逆变器类似, 这里不再详述。

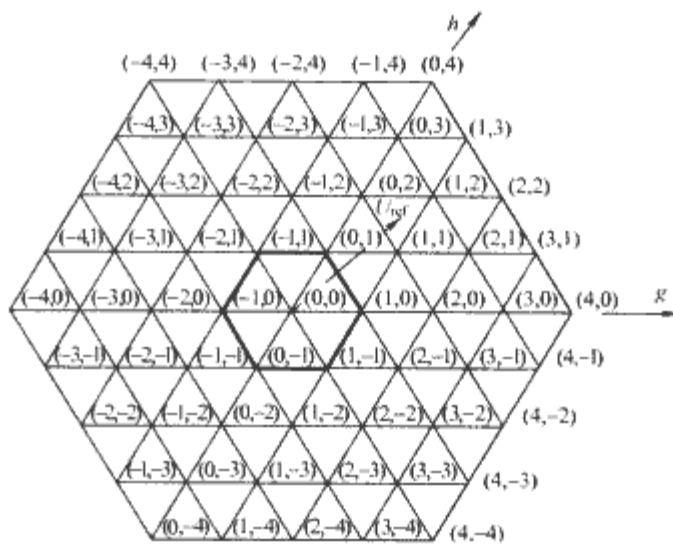


图 7.5-31 60°坐标系下五电平矢量图

4.2.3 参考电压分解多电平 SVPWM 方法

普通两电平 SVPWM 计算方法比较简单, 如果能将多电平空间矢量分解为几个两电平的空间矢量的组合, 将使得 PWM 计算大为简化。图 7.5-32 所示为三电平空间矢量图, 任何参考矢量必然落于某个小三角形中, 而这个三角形的顶点就是合成这个参考矢量的基本电压矢量。三电平空间矢量也可以看作由图 7.5-33 所示的六个两电平空间矢量构成。用这个思路, 以图 7.5-32 中落入阴影中的参考矢量为例, 此参考矢量可以被分解为一个基矢量和一个两电平矢量, 如图 7.5-34 所示。

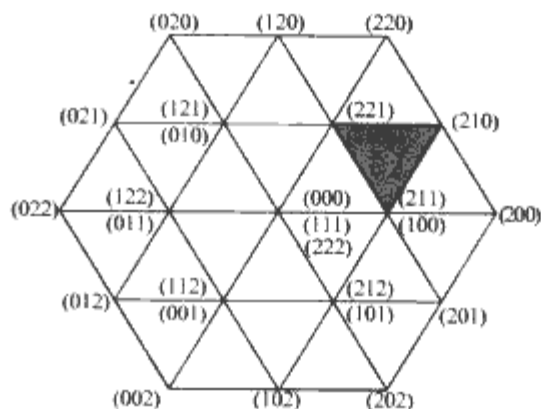


图 7.5-32 三电平空间矢量图

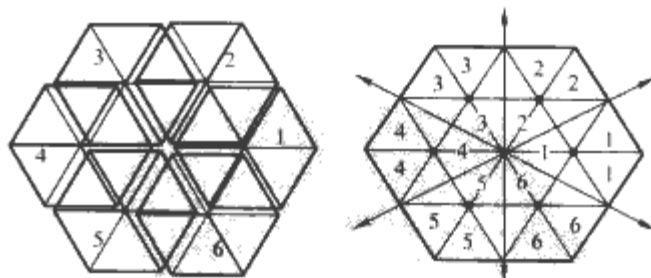


图 7.5-33 分解为六个两电平空间矢量

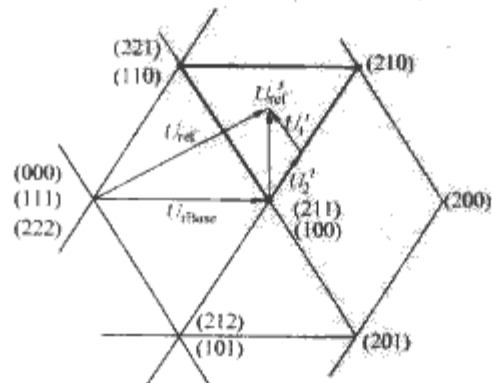


图 7.5-34 参考矢量的分解

上述分解方法对于多电平变流器也是适用的。在多电平空间矢量图中,将参考电压矢量分解成为基矢量和二电平分矢量,然后用类似二电平空间矢量的方法确定构成小三角形三个顶点的基本矢量,以及计算对应的作用时间。通过归纳多电平空间矢量的分布规律可以快速地找出所有的冗余开关状态,进而优化输出开关状态组合。下面介绍基于参考电压分解的多电平 SVPWM 算法。

(1) 三相参考电压分解。若以直流电压 U_{dc} 为基值,求出三相电压的标么值,则多电平逆变器(以下均已逆变器为例说明)输出电压瞬时值可以表示为

$$\mathbf{U}_s = (u_{sa}, u_{sb}, u_{sc})^T \quad \text{其中 } u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} \in \{0, 1, \dots, n-1\} \quad (7.5-52)$$

若假设要求的三相对称输出电压为 $\mathbf{U}_{refl} = (u_{ra1}, u_{rb1}, u_{rc1})^T$, 在加入零序电压分量 U_z 后,三相参考电压表示为 $\mathbf{U}_{ref} = (u_{ra}, u_{rb}, u_{rc})^T$, 其中 $0 \leq u_{ra}, u_{rb}, u_{rc} \leq n-1$, 则有 $\mathbf{U}_{ref} = \mathbf{U}_{refl} + \mathbf{U}_z$ 。

根据伏秒平衡的原则,多电平逆变器的三个基本矢量合成参考电压矢量的公式表示为

$$\mathbf{U}_{ref} T_s = \mathbf{U}_1 T_1 + \mathbf{U}_2 T_2 + \mathbf{U}_3 T_3$$

图 7.5-35 所示为 A 相参考电压示意图,每相参考电压可能位于从 0 到 $n-1$ 之间的两个相邻的整数之间。

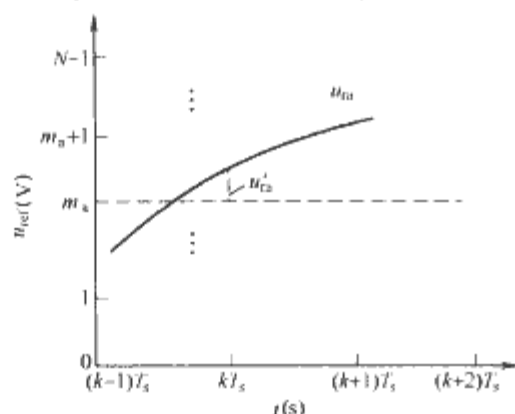


图 7.5-35 参考电压示意图

对于第 k 个采样时刻,参考电压可以表示为

$$u_{ra} = m_a + u'_{ra}$$

式中: m_a 为参考电压的整数部分,且 $m_a \in \{0, 1, \dots, n-2\}$; u'_{ra} 为参考电压分解后对应的二电平分量。

则三相参考电压可以分解为基矢量和对应两电平分量的矢量和,表示为式 (7.5-53)

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{ref} = \mathbf{U}_{rBase} + \mathbf{U}'_r \\ \mathbf{U}_{rBase} = [\text{int}(u_{ra}), \text{int}(u_{rb}), \text{int}(u_{rc})]^T \\ \mathbf{U}'_r = (u'_{ra}, u'_{rb}, u'_{rc})^T \end{cases} \quad (7.5-53)$$

则两电平分量三相的值可以由下式得到

$$\begin{cases} u'_{ra} = u_{ra} - \text{int}(u_{ra}) \\ u'_{rb} = u_{rb} - \text{int}(u_{rb}) \\ u'_{rc} = u_{rc} - \text{int}(u_{rc}) \end{cases} \quad (7.5-54)$$

参考电压的整数分量在每个采样周期内是保持不变的,而两电平分量通过坐标变换后可以看成是一个二电平逆变器的参考电压矢量,并且可以采用二电平 SVPWM 方法合成。

对三相参考电压的整数分量和两电平分量进行 Clark 变换,表示为 α - β 坐标系中的空间矢量形式,得到基矢量和两电平分矢量:

参考电压基矢量为

$$\mathbf{U}_{rBase(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} u_{rBase\alpha} \\ u_{rBase\beta} \end{bmatrix} = C_{\frac{3}{2}} \mathbf{U}_{rBase}$$

参考电压对应的两电平分矢量为

$$\mathbf{U}'_{r(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} u'_{ra} \\ u'_{rb} \end{bmatrix} = C_{\frac{3}{2}} \mathbf{U}'_r$$

其中变换矩阵

$$C_{\frac{3}{2}} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

以 $\mathbf{U}_{ref(\alpha\beta)}$ 表示 α - β 坐标系下的电压参考矢量,则满足公式 (7.5-55)

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{ref(\alpha\beta)} = \mathbf{U}_{rBase(\alpha\beta)} + \mathbf{U}'_{r(\alpha\beta)} \\ \mathbf{U}_{ref(\alpha\beta)} T_s = \mathbf{U}_{1(\alpha\beta)} T_1 + \mathbf{U}_{2(\alpha\beta)} T_2 + \mathbf{U}_{3(\alpha\beta)} T_3 \end{cases} \quad (7.5-55)$$

图 7.5-36 所示为直角坐标下参考矢量分解图,参考矢量被分解为两个矢量的和,可以看出两电平分矢量位于以基矢量为中心的六边形中,此六边形和传统两电平空间矢量图相似。由于基矢量正好对应逆变器的一个基本矢量,这样就直接得到了参考矢量对应的小三角形的一个顶点。对于两电平矢量由于其位于一个小六边形区域内,将其看作两电平的参考矢量,可以采用两电平的算法确定扇区和作用时间。

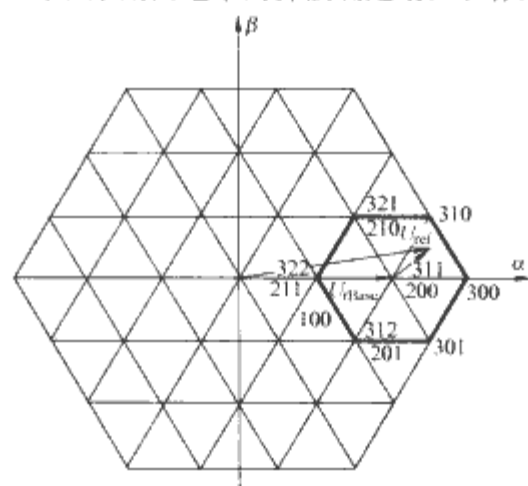


图 7.5-36 参考电压分解示意图

(2) 两电平分矢量的合成。对于位于图 7.5-36 小六边形内的两电平分矢量 $\mathbf{U}'_{r(\alpha\beta)} = (u'_{ra}, u'_{rb})^T$, 可以用两电平 SVM 的方法判断所处扇区以及计算作用时间,如图 7.5-37 所示。

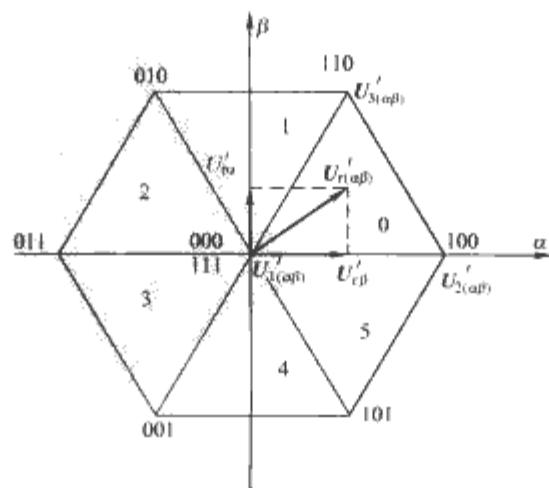


图 7.5-37 等效两电平分矢量示意图

图中 $U'_{1(q\beta)}$, $U'_{2(q\beta)}$, $U'_{3(q\beta)}$ 为在小六边形内两电平分量对应的三个基本矢量, 且设 $U'_{1(q\beta)}$ 为原点对应的零矢量, 对应的两电平开关状态为 $(0, 0, 0)^T$, $(1, 1, 1)^T$, 因此, 只需判断所在扇区的位置, 确定并计算 $U'_{2(q\beta)}$, $U'_{3(q\beta)}$, T_2 , T_3 即可。

通过 u'_{ra} , u'_{rb} 的正负号, 结合 $\sqrt{3}|u'_{ra}|$ 与 $|u'_{rb}|$ 之间的大小关系可以判断两电平分量的扇区, 其判断条件与扇区关系对应关系见表 7.5-4。

表 7.5-4 两电平分量扇区位置判断条件

判断条件	$u'_{rb} > 0$			$u'_{rb} \leq 0$		
	$ u'_{rb} > \sqrt{3} u'_{ra} $	$ u'_{rb} \geq \sqrt{3} u'_{ra} $	$ u'_{rb} \leq \sqrt{3} u'_{ra} $	$ u'_{rb} > \sqrt{3} u'_{ra} $	$ u'_{rb} \leq \sqrt{3} u'_{ra} $	
扇区序号 k	1	0	2	4	5	3

作用时间的计算可通过式 (7.5-56) 得到, 其中 T_s 为采样周期。

$$\begin{cases} T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} \left(u'_{ra} \sin \frac{(k+1)\pi}{3} - u'_{rb} \cos \frac{(k+1)\pi}{3} \right) \\ T_3 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} \left(-u'_{ra} \sin \frac{k\pi}{3} + u'_{rb} \cos \frac{k\pi}{3} \right) \\ T_1 = T_s - T_2 - T_3 \end{cases} \quad (7.5-56)$$

(3) 多电平参考矢量的合成。根据多电平参考矢量分解的定义, 以及两电平分量合成的伏秒平衡原则, 可以得到式 (7.5-57)

$$\begin{cases} U'_{r(a\beta)} = U_{ref(a\beta)} - U_{rBase(a\beta)} \\ U'_{r(a\beta)} T_s = U'_{1(a\beta)} T_1 + U'_{2(a\beta)} T_2 + U'_{3(a\beta)} T_3 \end{cases} \quad (7.5-57)$$

进一步得到

$$U_{r(a\beta)} T_s = [U_{rBase(a\beta)} + U'_{1(a\beta)}] T_1 + [U_{rBase(a\beta)} + U'_{2(a\beta)}] T_2 + [U_{rBase(a\beta)} + U'_{3(a\beta)}] T_3$$

对比 (7.5-55), 可以得到多电平参考矢量 U_{ref} 对应的基本矢量, 见式 (7.5-58)

$$\begin{cases} U_{1(a\beta)} = U_{rBase(a\beta)} + U'_{1(a\beta)} \\ U_{2(a\beta)} = U_{rBase(a\beta)} + U'_{2(a\beta)} \\ U_{3(a\beta)} = U_{rBase(a\beta)} + U'_{3(a\beta)} \end{cases} \quad (7.5-58)$$

而对应作用时间分别为已经算得的 T_1 , T_2 , T_3 , 这样就完成了多电平 SVM 方法中基本开关矢量的选择和它们的作用时间的计算, 此方法原理上适用于不同电平数的拓扑。

(4) 输出开关状态的选择。若从开关频率和输出 du/dt 方面考虑, 可令每个采样周期内每相桥臂开关动作不超过一次, 且某一瞬时只有一相动作, 以及三相输出开关顺序采用图 7.5-38 所示的四段式的原则。

设图中 S1, S2, S3, S4 为四组开关状态, S1(s_{1a}, s_{1b}, s_{1c}) 为第一组各相开关状态, 其余类同, 则各组开关状态之间切换关系为式 (7.5-59) 所示

$$\begin{cases} S_2(s_{2a}, s_{2b}, s_{2c}) = (s_{1a} + 1, s_{1b}, s_{1c}) \\ S_3(s_{3a}, s_{3b}, s_{3c}) = (s_{2a}, s_{2b} + 1, s_{2c}) \\ S_4(s_{4a}, s_{4b}, s_{4c}) = (s_{3a}, s_{3b}, s_{3c} + 1) \end{cases} \quad (7.5-59)$$

式 (7.5-58) 表明, S1, S4 为对应同一个矢量的冗余

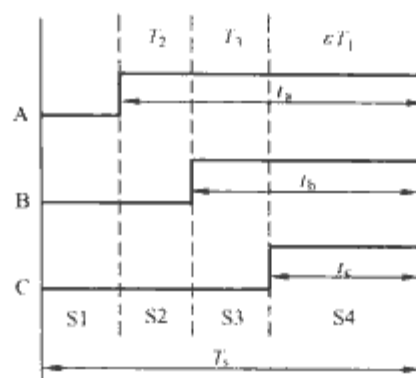


图 7.5-38 采样周期内四段式开关顺序

开关状态, 若定义参数 ϵ 为它们的作用时间的比例系数, 则 S1, S2, S3, S4 四组开关状态的作用时间可分别用 $(1 - \epsilon)T_1$, T_2 , T_3 , ϵT_1 表示。

从上述分析可知, 只要选定了 S1, 其他开关状态也随之确定。根据前面的分析及式 (7.5-53) 中 $U_{rBase} = [\text{int}(u_{ra}), \text{int}(u_{rb}), \text{int}(u_{rc})]^T$, 则 S1 开关状态可由式 (7.5-60) 得到

$$S_1(s_{1a}, s_{1b}, s_{1c}) = [\text{int}(u_{ra}), \text{int}(u_{rb}), \text{int}(u_{rc})] \quad (7.5-60)$$

以上结果是基于三相参考电压已加入特定的零序分量的前提的, 未考虑零序分量如何选择, 下面给出零序分量的选择原则及对逆变器运行的影响的关系。

基于参考电压分解 SVPWM 算法, 对于多电平变流器中参考矢量的分解经常是不唯一的, 即可能有多个不同基矢量的分解方案。这样不同的分解方案就对应了不同的逆变器输出开关状态, 而三相对称负载电压仍能保持一致, 不同的只是所谓逆变器输出的零序分量。

由于零序分量的不同选择, 会影响多电平逆变器的运行性能, 如二极管钳位型逆变器中的电容电压平衡的控制, 或开关器件输出功率平衡的控制等。这样就可以根据不同的逆变器拓扑结构 and 应用要求, 来选择零序分量 u_z 。

5 其他多电平调制及控制技术

5.1 多电平 Sigma-delta 调制

图 7.5-39 所示为传统线性 delta 调制方法示意图, 模拟输入量 U_R 代表希望输出的指令信号, U_O 为输出的两电平波形。 U_O 经过一个积分器与指令信号进行比较, 然后根据误差的极性, 将误差信号量化为两个电平。量化器输出经过频率为 f_s 采样保持器后, 输出两电平信号波形。经过 delta 调制器的闭环控制, 保积分器的输出将跟踪指令信号。

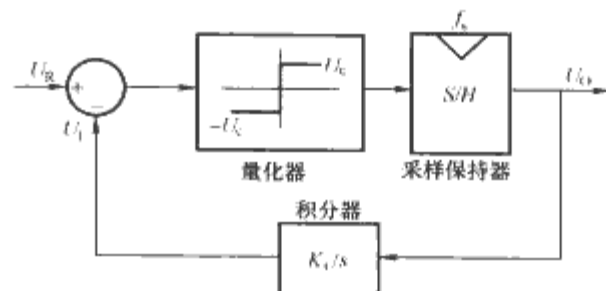


图 7.5-39 线性 delta 调制器示意图

将线性 delta 调制方法进行改进, 即可得到用于传统两电平逆变器的 Sigma-delta 调制器 [2, 3], 如图 7.5-40 所示, 其中模拟输入量 U^* 代表希望输出的电压, U 为合成输出电压, f_s 为采样频率。两电平 Sigma-delta 调制器将控制输出信号使之跟踪输入信号。

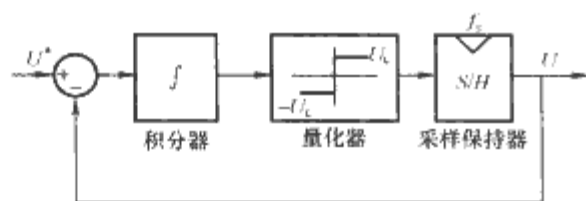


图 7.5-40 传统两电平逆变器 Sigma-delta 调制器示意图

传统两电平 Sigma-delta 调制方法可以比较容易的延伸到多电平逆变器领域。用 N 电平量化器来替换图 7.5-40 中的两电平量化器，就可以得到多电平逆变器 Sigma-delta 调制器，如图 7.5-41 所示。

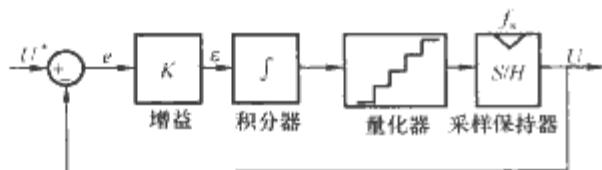


图 7.5-41 多电平逆变器 Sigma-delta 调制器示意图

在多电平 Sigma-delta 调制器的设计中，采用较高采样频率时，设计的控制器会具有较好的性能。但是实际开关器件的开关频率是有限，因此在电路设计时需要根据情况适当的选择 f_s ，为了得到积分增益 K ，可以通过对量化器的静态传输特性进行分析获得，如图 7.5-42 为归一化多电平量化器的静态传输特性，每一个台阶的宽度和高度相等，宽度和高度的大小代表直流母线电压。如图 7.5-42 所示，每一个阶梯宽度和相应的高度的大小是 Δ 。对于 N 电平的量化器，经过归一化处理后， N 和 Δ 的关系为

$$(N-1)\Delta = 2 \quad (7.5-61)$$

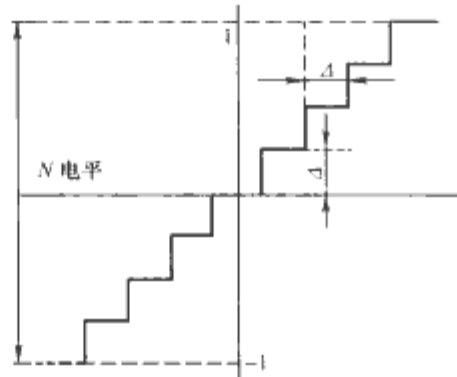


图 7.5-42 归一化多电平量化器静态传输特性

量化器的调制比可以定义为输入信号的峰峰值与输出电压的最大峰峰值的比。在下面的分析中，假设调制比 M 小于等于 1，瞬时误差为 e ，则可以得到

$$e = U^* - U \quad (7.5-62)$$

通过反馈调节，希望瞬时最大误差不应大于 Δ 。因此，对于一个多电平 Sigma-delta 调制器，最大的瞬时误差应该满足

$$e_{\max} = \Delta \quad (7.5-63)$$

用积分误差进行校正的目的是为了使瞬时值始终位于上下边界的范围内，并且同时将积分误差最小化。而且量化器的输出跳变应该仅仅限定在每一个电平的相邻电平处，这就意味着，第 n 电平的量化器输出要么保持在 n 电平，或者最多跳变到 $n+1$ 电平和 $n-1$ 电平，这样就可以保证多电平的输出是连续的。为了保证量化器的输出仅仅在相邻电平跳变，那么在一个采样周期内，图 7.5-41 中的积分误差 ϵ 的最大变化范围应该小于 Δ 。积分误差的递推关系为

$$\epsilon_{n+1} = \epsilon_n + K \int e dt \quad (7.5-64)$$

在一个采样周期内，可以近似表达为

$$\epsilon_{n+1} = \epsilon_n + \frac{K}{f_s} e \quad (7.5-65)$$

定义

$$G = \frac{K}{f_s} \quad (7.5-66)$$

则

$$\epsilon_{n+1} - \epsilon_n = G e \quad (7.5-67)$$

ϵ 的相邻采样瞬时值的差应小于 Δ ，则

$$G e \leq \Delta \quad (7.5-68)$$

上面的关系应该对于所有的 e 都成立，并且满足式 7.5-63 中的限制， e 的最大值是 Δ 。因此，从式 (7.5-63) 和式 (7.5-68) 可以得到

$$G \leq 1 \quad (7.5-69)$$

上述条件可以确保在相邻电平跳变过程中，瞬时误差小于阶梯电平的幅值。

从上述分析可知，多电平 Sigma-delta 调制器设计的主要任务就是设计合理的开关频率 f_s 和积分环节的增益 K 。为了减少多电平逆变器的输出谐波含量，一般选择的 f_s 和 K 要使 $0 < G < 1$ 。图 7.5-43 所示为五电平 Sigma-delta 调制的 matlab 仿真框图。图 7.5-44、图 7.5-45 和图 7.5-46 分别为 $G=0.09$ ($f_s=10\text{kHz}$, $K=900$)， $G=0.9$ ($f_s=10\text{kHz}$, $K=9000$)， $G=6$ ($f_s=10\text{kHz}$, $K=60000$) 调制比 $M=1$ 时五电平 Sigma-delta 的调制波形。

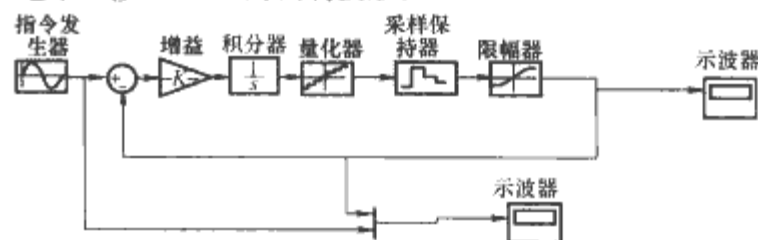
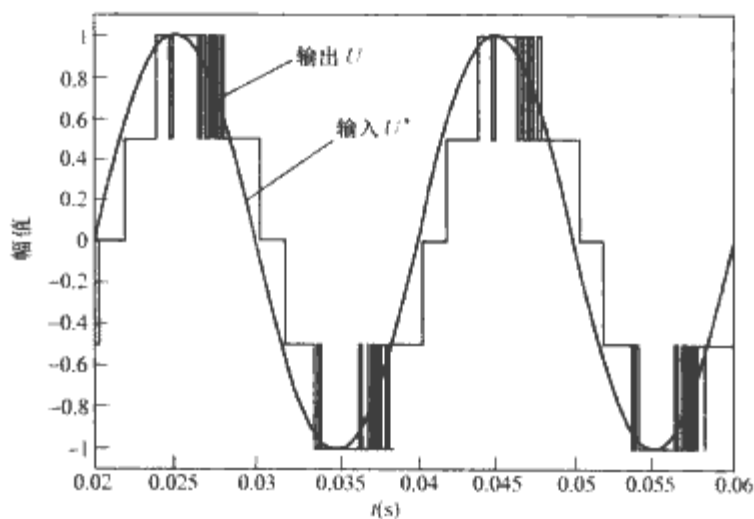


图 7.5-43 五电平 Sigma-delta 调制 Matlab 仿真框图


 图 7.5-44 五电平 $G=0.09$ ($f_s=10\text{kHz}$, $K=900$)

调制比 $M=1$ 时 Sigma-delta 调制波形

从上述的仿真波形可以看出，当 $G < 1$ ，如 $G=6$ 时，量化器的输出跳变将不仅仅限定在每一个电平的相邻电平处，相应输出的波形畸变也比较大。所以在进行参数选择时，可以根据具体仿真的结果来选择比较优化的参数。

5.2 开关频率优化 PWM

3.2 节中介绍了一种多电平载波 PWM 技术方法，这种方法是将传统的两电平的正弦波调制应用于多电平逆变器而得。多电平载波 PWM 方法是适用于多电平变流器控制的一种传统的 PWM 控制方法。它的基本原理是变流器的每一相

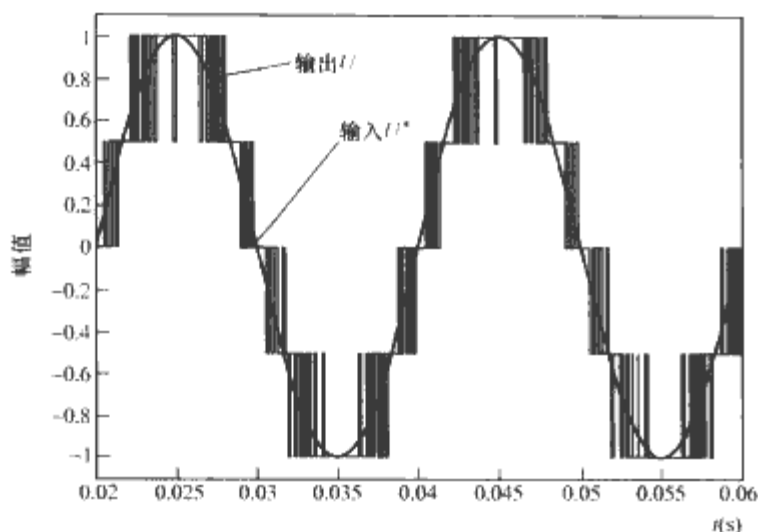


图 7.5-45 五电平 $G=0.9$ ($f_s=10\text{kHz}$, $K=9000$)
调制比 $M=1$ 时 Sigma-delta 调制波形

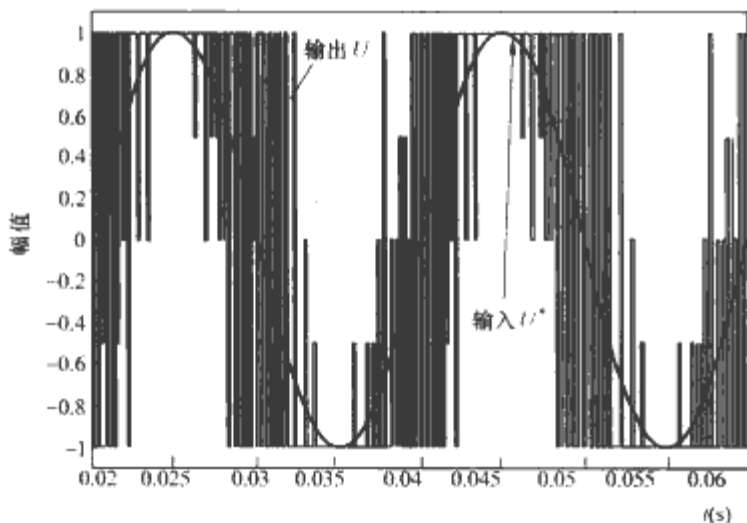


图 7.5-46 五电平 $G=6$ ($f_s=10\text{kHz}$, $K=60\ 000$)
调制比 $M=1$ 时 Sigma-delta 调制波形

使用一个正弦调制波与几个三角波进行比较。例如对于一个 n 电平的变流器，每相采用 $n-1$ 个具有相同频率和相同峰—峰值的三角波与同一正弦波相比来控制开关器件的开关状态。为了使 $n-1$ 个三角载波所占的区域是连续的，他们在空间上是紧密相连且所有的载波均对称分布于零参考的正负两侧。多电平载波 PWM 方法的原理如图 7.5-47 所示。

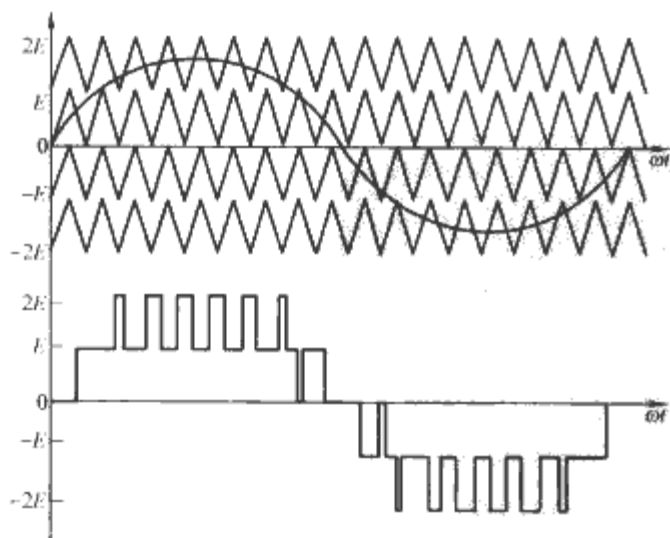


图 7.5-47 多电平载波 PWM 方法原理示意图

开关频率优化的 PWM 方法是基于多电平载波 PWM 技术方法，这种方法与多电平载波 PWM 技术方法完全相同，不同的是开关频率优化的 PWM 方法的调制波中注入了零序分量。这种方法的优点就是可以优化器件的开关频率，提高

电压的利用率。这种方法的调制比最多可以做到 1.15，不过这种方法有一个限制就是只能够用于三相系统中。图 7.5-48 所示为该方法的原理图。

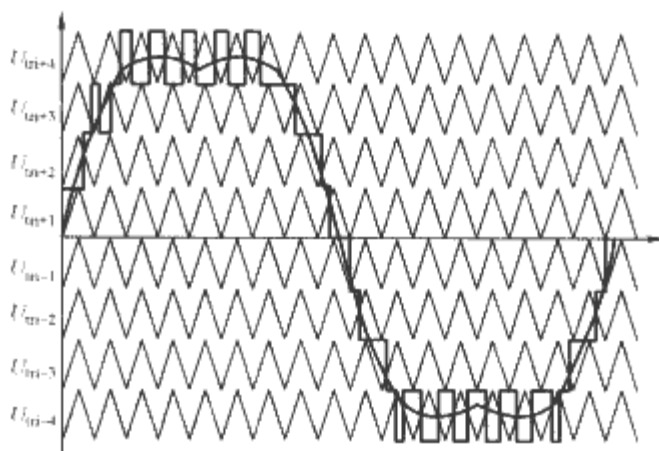


图 7.5-48 九电平开关频率优化 PWM 原理图

6 多电平通用 SVPWM 控制方法

多电平 SVPWM 算法一般针对某一拓扑的多电平变流器适用，但对于不同的拓扑结构电路和不同的性能要求可能就不适用了。不同的多电平变流器在模型、拓扑结构上都具有自己的特点，这对 SVPWM 算法提出了特殊的要求。本节介绍的基于虚坐标变换 SVPWM 算法，可以很容易确定基本矢量和相应的作用时间，运算简单，易于数字实现，并且对任意多电平数均通用。同时，针对不同的多电平变换电路结构和系统要求可以实现对零序电压的灵活控制，从而能够适用于各种不同的多电平拓扑形式。

6.1 多电平 PWM 算法的特点及要求

(1) 通用性。通用性是指 PWM 算法对不同电平数适用以及对不同拓扑结构的通用。从理论上讲，多电平变流器的电平数可以是大于 2 的任意整数。已有的一些 PWM 算法一般是针对特定电平数的逆变器，主要包括各种三电平逆变器的控制算法。在向更多电平系统推广时，这些算法需要进行很多改动和平面区域的细分，使算法变得很复杂，无法用现有的手段实现。因此，研究在不同电平数时都具有适用性的算法，会推动多电平变流器系统的应用。

多电平变换电路有多种不同的拓扑实现方案，其数学模型均为多电平电压源，但在实际的应用系统中又有很大的不同。不同电路有不同的性能指标要求，即对变流器的运行状态控制，这需要通过有效的 PWM 算法进行控制，例如，二极管钳位电路需要 PWM 算法对各直流中性点电压进行控制，而电容钳位电路则需要对悬浮电容的电压进行平衡控制。针对不同的控制目标都需要设计相应的控制方法，而这些控制方法需要和 PWM 算法相结合。如果根据 PWM 算法能够很容易的设计出针对不同拓扑电路的控制方法，就说明这种 PWM 算法对不同拓扑结构有比较好的通用性。

(2) 对冗余开关状态的计算。多电平变换电路具有很多冗余开关状态，在空间矢量平面上，不同的基本矢量对应的开关状态的冗余数量不同，对变流器运行状态的影响也不同。图 7.5-49 所示为五电平空间矢量图。

在多数情况下，现有的 PWM 算法能够计算出的冗余开关状态只是全部开关状态的一个子集，因而不能全面估计出全部状态对变流器性能的影响。例如，使用前面合成矢量的 PWM 方法，当目标矢量位于五电平空间矢量模型中的某个三角形区域时，如图 7.5-50 所示，有些算法可以通过计算得出 100-110-210-211 和 110-210-211-221 两种输出开关序

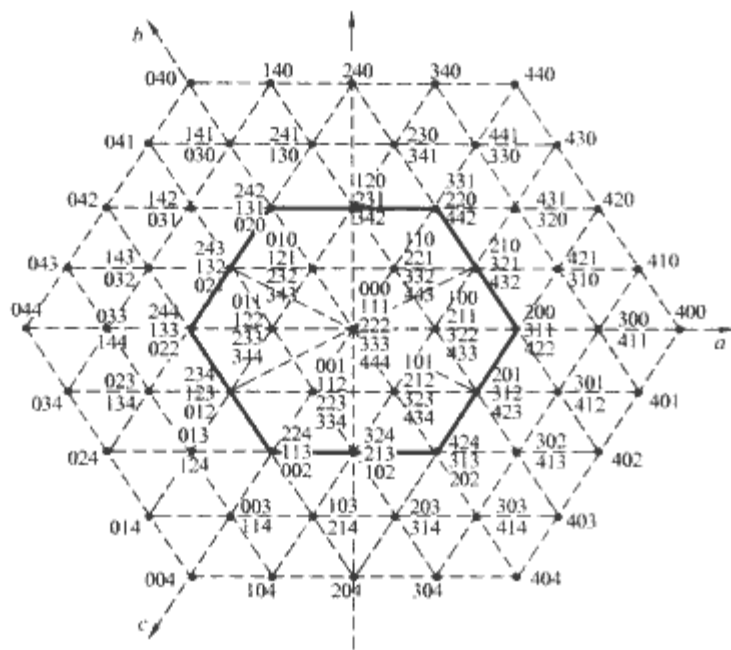
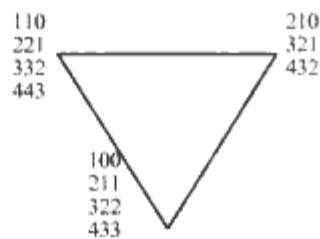


图 7.5-49 五电平变流器空间矢量模型



100-110-210-211, 110-210-211-221, 210-211-221-321,
211-221-321-322, 221-321-322-332, 321-322-332-432,
322-332-432-433, 332-432-433-443

图 7.5-50 空间矢量小三角形域及可能输出的开关序列

列；有的通过三相同步变化的方法，还能得出 211-221-321-322, 221-321-322-332 以及 322-332-432-433 和 332-432-433-443 四种；而此时事实上可以有如下八种开关序列。

能计算出的可行开关序列越多，可以进行控制选择的范围就越大，对于系统的控制性能优化就越有利，因此，能计算出多少冗余开关状态是算法的一个重要评价指标。

(3) 复杂性。算法的复杂性也包括两个方面，一个是电平数增加引起的复杂性，另一个是多目标控制带来的复杂性。随着变流器电平数的上升，空间矢量的平面模型变得更加复杂，冗余开关状态也增多，这都会导致算法的复杂性上升，对任何算法都是一样。但是，不同的算法复杂性上升的速度有所不同，有的是平方速率上升，有的是立方速率甚至更高，对于同样具有电平数通用性的算法，复杂性上升较小的算法具有更好的应用价值。多电平逆变器除了需要控制输出电压之外，还可能需要对逆变器的运行状态进行控制，以及要求某些系统性能的优化控制，如对开关动作的优化控制，对多个功率单元的功率平衡控制等，因此多电平逆变器的控制常常会同时有不只一个控制目标。PWM 算法需要能够方便的设计出多目标控制方法，同时不应由于不同目标以及控制目标的增多而过分增大算法的复杂性。

6.2 输出非零序和零序分量的作用

多电平变流器的输出三相电压中包含非零序分量和零序分量，通常情况下零序分量对负载的运行性能没有影响，但是输出的零序分量不同时，逆变器输出的开关状态也不同，从而影响了多电平电路的运行状态和优化性能。针对这一特点，可以将多电平变流器的 PWM 控制从目标上分为两个部分，一是控制输出电压的非零序分量，使之和给定的参考电

压一致。对于电压型逆变器而言，很多情况下最终控制的是输出三相电流，例如变频调速系统、有源滤波系统等。另一个则是对零序分量的控制，实现其他目标的控制，包括控制逆变器本身的运行状态，以及其他性能指标的优化控制。这两部分的控制目标相对独立，因此在算法设计上也应适应控制对象的特点，实现分别控制，这样可以提高控制性能，并增强算法的通用性。

第一部分非零序分量的控制，实质是对输出线电压，或对负载相电压的控制，也就是一般意义的产生圆形磁链所需的电压矢量，它的具体取值由上层控制算法，如电机矢量控制算法确定，而 PWM 控制必须保证最终输出的空间矢量在伏秒平均意义上和给定值相等。

而第二部分是对零序分量的控制，如前所述，对变流器的运行状态控制是通过控制零序分量的控制来实现的，而零序分量的控制体现在对变流器冗余开关状态不同的选择。以最简单的二极管箝位三电平逆变器的中性点电压平衡的控制为例，通常对短矢量对应的冗余开关状态及作用时间的长短进行切换，以此来控制中性点电压的平衡。在确定开关序列的过程中，同一短矢量不同的开关状态对中性点电压有不同的影响，同时也对应了不同的输出零序分量，见表 7.5-5。

表 7.5-5 三电平 NPC 逆变器部分冗余开关状态及对应零序分量

短矢量对应的开关状态		输出的零序分量值 ($U_{dc}/2$)
短矢量 1	poo	4/3
	onn	1/3
短矢量 2	ppo	5/3
	oon	2/3
短矢量 3	opo	4/3
	non	1/3
短矢量 4	opp	5/3
	noo	2/3
短矢量 5	oop	4/3
	nno	1/3
短矢量 6	pop	5/3
	ono	2/3

变流器运行状态的控制目标可能有多种不同的情况，但其共同点在于均可通过改变输出零序分量来实现。在很多情况下，实现这些控制目标并不关心零序分量的最终取值大小，只是以冗余开关状态为基本控制手段，借助零序电压概念而已。因此，采用零序分量控制这一概念，仅用来描述这一控制的基本特点，也就是在实现控制目标的时候，只改变了输出电压的零序分量。

输出电压的控制是对 PWM 算法的基本要求，也是多电平变流器和两电平变流器的相同之处；相比之下，零序电压的控制具体情况多种多样，方法也不统一，并且在两电平 PWM 控制中并无广泛使用，因此是一个相对较新的概念。

6.3 $\alpha\beta$ - $\gamma\delta$ 虚坐标变换及原理

对于以三相交流电机为负载的多电平逆变器控制系统，以逆变器负母线为零电位参考点时，逆变器输出的三相电压包含有零序分量，但在输出线电压和负载相电压中只包含非零序分量。通常的空间矢量定义采用 $\alpha\beta$ 二维直角坐标系

时,从逆变器输出三相电压变换到 $\alpha\beta$ 坐标后消除了零序分量,即零序分量不出现在 $\alpha\beta$ 坐标值当中。由于多电平逆变器的零序分量控制不是以它的具体数值作为控制目标,因此,不含零序分量的二维坐标系适合于多电平空间矢量PWM算法。尽管 $\alpha\beta$ 坐标系符合这个标准,但在矢量合成和作用时间的计算上比较烦琐,特别是对于多电平变流器会变得十分复杂且难以实现。

为此,本算法仍采用二维坐标系,如图7.5-51所示的 $ja-jb-jc$ 坐标系,其中的 ja 轴即为 $\alpha\beta$ 坐标下的 β 轴,即A相逆时针旋转 90° 后对应的虚轴;而 jb 、 jc 轴也就可以看作B相和C相逆时针旋转 90° 后对应的虚轴,因此把这种三轴坐标系称为虚坐标系。

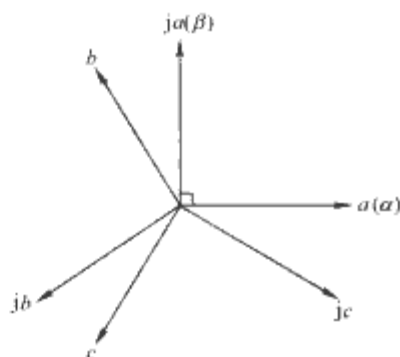


图 7.5-51 平面上的三种坐标系

设 x_{ja} 、 x_{jb} 、 x_{jc} 和 x_a 、 x_b 、 x_c 分别为虚坐标和 $a-b-c$ 坐标下的值,则 $a-b-c$ 坐标系到 $ja-jb-jc$ 虚坐标系的转换关系见式(7.5-70)

$$\begin{pmatrix} x_{ja} \\ x_{jb} \\ x_{jc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (7.5-70)$$

而从 $\alpha\beta$ 坐标系到 $a-b-c$ 坐标系的反Clark变换为式(7.5-71)

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (7.5-71)$$

其中 x_α 、 x_β 为 $\alpha\beta$ 坐标下的值,则由式(7.5-70)和式(7.5-71)可以得到从 $\alpha\beta$ 坐标系到 $ja-jb-jc$ 坐标系的变换为

$$\begin{pmatrix} x_{ja} \\ x_{jb} \\ x_{jc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \sqrt{2} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (7.5-72)$$

对于参考电压矢量的变换,若是开环VVVF控制,可以直接由角度和幅值得到,若采用闭环控制,可以由式(7.5-72)变换得到;变流器输出的开关状态,可以由式(7.5-70)变换得到,坐标变换后的五电平空间矢量如图7.5-52所示,这样就将多电平变流器的PWM控制变换到了 $ja-jb-jc$ 虚坐标系下。

采用 ja 、 jb 、 jc 三个坐标轴表示一个二维矢量,一方面体现了三相对称的特点,便于数学分析;另一方面,变换后的三个坐标值分别是输出的三个线电压,物理意义明确。

经过虚坐标变换后,在下文的分析中将会看到无论是判断参考矢量的合成矢量,还是矢量对应的作用时间的计算都大大简化了,而且对多电平变流器是通用的,同时也达到了将非零序和零序分量分别控制的目的。

6.4 非零序分量的控制

非零序分量的控制,是在 $ja-jb-jc$ 坐标系下,根据参考

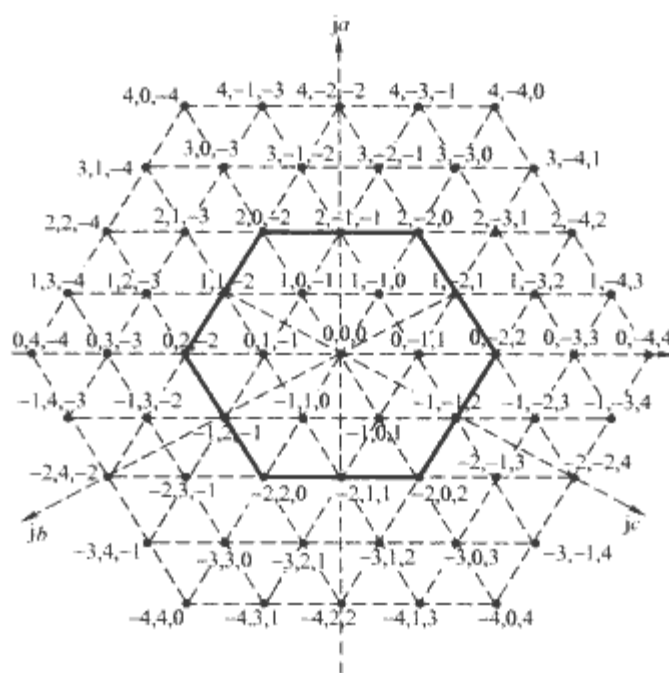


图 7.5-52 虚轴坐标系下的五电平空间矢量图

矢量 U_{ref} 确定合成矢量的坐标和对应作用时间。在多电平变流器中,为了防止输出电压有过高的跳变,一般选择与参考矢量最近的三个基本矢量来合成,即其终点所在小三角形的三个顶点。

在一个采样周期内,根据空间矢量合成的伏秒平衡原理,第一步由参考矢量终点坐标值确定所在的三个顶点的坐标值,第二步计算三个顶点对应的作用时间,即占空比。

(1) 确定小三角形的三个顶点。对于 n 电平变流器,设某一参考矢量 U_{ref} 所在的小三角形的三个顶点为 P_1 、 P_2 、 P_3 ,则空间矢量图中的小三角形可能有两种情况,正三角形和倒三角形,如图7.5-53所示。

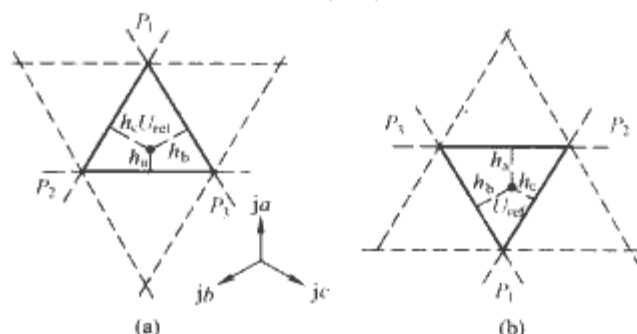


图 7.5-53 参考矢量对应的两类小三角形
(a) 正三角形; (b) 倒三角形

然后可以确定不同情况时三个顶点的坐标。首先,对参考矢量坐标 $(u_{rja}, u_{rjb}, u_{rjc})$ 取整,可以得到式(7.5-73),其中 $\text{int}()$ 表示向下取整

$$\begin{cases} \underline{u}_{rja} = \text{int}(u_{rja}) \\ \underline{u}_{rjb} = \text{int}(u_{rjb}) \\ \underline{u}_{rjc} = -\underline{u}_{rja} - \underline{u}_{rjb} \end{cases}, \begin{cases} \tilde{u}_{rja} = u_{rja} - \underline{u}_{rja} \\ \tilde{u}_{rjb} = u_{rjb} - \underline{u}_{rjb} \\ \tilde{u}_{rjc} = u_{rjc} - \underline{u}_{rjc} \end{cases} \quad (7.5-73)$$

由于在 $ja-jb-jc$ 坐标系下三个分量线性相关,即有 $x_{ja} + x_{jb} + x_{jc} = 0$,则对 $(\underline{u}_{rja}, \underline{u}_{rjb}, *)$ 和 $(\underline{u}_{rja}+1, \underline{u}_{rjb}+1, *)$ 的 ja 和 jb 坐标分量进行组合可以得到四个矢量顶点的坐标

$$[\underline{u}_{rja}+1, \underline{u}_{rjb}, -(\underline{u}_{rja}+\underline{u}_{rjb}+1)], [\underline{u}_{rja}, \underline{u}_{rjb}+1, -(\underline{u}_{rja}+\underline{u}_{rjb}+1)],$$

$$[\underline{u}_{rja}, \underline{u}_{rjb}, -(\underline{u}_{rja}+\underline{u}_{rjb})], [\underline{u}_{rja}+1, \underline{u}_{rjb}+1, -(\underline{u}_{rja}+\underline{u}_{rjb}+2)]$$

这四个点中只有三个为所求的矢量,且构成一个平行四边形,且 $[\underline{u}_{rja}, \underline{u}_{rjb}, -(\underline{u}_{rja}+\underline{u}_{rjb})], [\underline{u}_{rja}+1, \underline{u}_{rjb}+1, -(\underline{u}_{rja}+\underline{u}_{rjb}+2)]$ 两点中必有一点不属于这三个顶点之中,而且该无关的顶点与参考矢量终点的 jc 分量的差大于1,以此判断得到合成参考矢量三个顶点的坐标值 $P_1(u_{1ja}, u_{1jb}, u_{1jc})$,

$P_2(u_{2ja}, u_{2jb}, u_{2jc}), P_3(u_{3ja}, u_{3jb}, u_{3jc})$ 。

(2) 计算占空比。将作用时间用采样周期 T_s 进行标么化, 根据图 7.5-53 中的几何关系, 计算三个矢量的作用时间 t_{j1}, t_{j2}, t_{j3} , 可以得到

$$t_{j1} = ha, t_{j2} = hb, t_{j3} = hc \quad (7.5-74)$$

其中 h_a, h_b, h_c 是参考矢量终点到周围三条边的距离。对于图 7.5-36 (a) 所示的三角形, 有

$$h_a = u_{ja}, h_b = u_{jb}, h_c = 1 + u_{jc} \quad (7.5-75)$$

对于图 7.5-36 (b) 所示的三角形, 则有

$$h_a = 1 - u_{ja}, h_b = 1 - u_{jb}, h_c = -1 - u_{jc} \quad (7.5-76)$$

这样, 在 $ja-jb-jc$ 坐标系下, 只需将参考矢量终点的坐标值分为整数和小数两个部分, 对整数部分进行简单的运算即可得到最近的三个基本矢量的坐标; 而对小数部分几乎不需要运算即可直接得到三个输出点的作用时间。

6.5 零序分量的控制

确定三个基本矢量后, 每个矢量通常对应几个不同的开关状态。定义一个采样周期内顺序输出的开关状态为输出开关序列, 则三个矢量的全部冗余开关状态可以组成若干组输出开关序列, 每一组序列对应不同的零序分量输出, 通过选择不同的开关序列, 就可实现不同的零序目标。因此, 多电平逆变器零序分量控制实际是在只影响输出零序分量的条件下变换开关状态组合, 按照不同的多电平逆变器运行要求实现不同的控制目标。

具体讲, 实现这一控制步骤包括冗余开关状态的确定、输出开关序列形式的确定以及计算每相的占空比。

(1) 确定基本矢量的全部冗余开关状态。设在虚坐标系下, 基本矢量的坐标为 $U_s(u_{sa}, u_{sb}, u_{sc})$, 该矢量对应的输出开关状态表示为 (u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}) , 由式 (7.5-70) 可以得到式 (7.5-77)

$$\begin{cases} u_{sa} = u_{sa} \\ u_{sb} = u_{sa} - u_{sc} \\ u_{sc} = u_{sa} + u_{sb} \end{cases} \text{ 和 } \begin{cases} 0 \leq u_{sa} \leq n-1 \\ 0 \leq u_{sb} \leq n-1 \\ 0 \leq u_{sc} \leq n-1 \end{cases} \quad (7.5-77)$$

这里 u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 为整数, n 为最大输出电平数, 由式 (7.5-77) 可得到虚坐标系下任一个基本矢量对应的全部冗余开关状态。

(2) 零序分量的参数表达。考虑到开关频率和器件切换时输出单位电平跳变, 每一个采样周期内输出的开关序列通常包含四组开关状态。这四组开关状态就是由上面三个基本矢量得到的, 而且有两组开关状态与一个矢量对应, 称为复用矢量。这两组开关状态的作用时间之和等于复用矢量的作用时间。

假设虚坐标下, 已确定的三个基本矢量为 U_1, U_2, U_3 , 求得的作用时间为 t_{j1}, t_{j2}, t_{j3} , 对应的四组开关状态及其作用时间分别为 $S_x(s_{xa}, s_{xb}, s_{xc})$ 和 T_x , 且 $x=1, 2, 3, 4$, 其中 s_{xa}, s_{xb}, s_{xc} 分别为逆变器 A, B, C 三相对应的开关状态。若设 U_1 为复用矢量, 对应开关状态 S_1, S_4 , U_2, U_3 对应 S_2, S_3 , 则作用时间为式 (7.5-78) 所示

$$t_1 = (1-k)t_{j2}, t_2 = t_{j2}, t_3 = t_{j3}, t_4 = kt_{j1} \quad (7.5-78)$$

这里, 定义参数 k 为 S_4 与 U_1 的作用时间之比, 可以看出, k 在 $0 \sim 1$ 之间取值, 而且 S_1, S_4 满足式 (7.5-79)

$$\begin{cases} s_{4a} = s_{1a} + 1 \\ s_{4b} = s_{1b} + 1 \\ s_{4c} = s_{1c} + 1 \end{cases} \quad (7.5-79)$$

由于三个基本矢量可以对应若干个不同的输出开关序列。因此定义参数 L 为各个开关序列编号。 L 的值最小为 0, 最大和三角形的具体位置有关, 以图 7.5-50 所示小三角形为例, L 最大为 7, 所对应的输出开关序列共有八组。

对于和每个 L 值对应的开关序列, k 都可以在 $0 \sim 1$ 之间连续取值, 这时对应了不同的输出零序分量, 表 7.5-6 为图 7.5-33 所示中小三角形对应的输出开关序列、复用矢量及对应的开关状态, 三个顶点虚坐标分别为 $(1, -2, 1)$, $(1, -1, 0)$, $(0, -1, 1)$ 。

表 7.5-6 采样周期内三矢量对应的全部开关序列和 L 值

L	开关序列 $S1-S2-S3-S4$	复用矢量
0	100-110-210-211	$0, -1, 1$
1	110-210-211-221	$1, -1, 0$
2	210-211-221-321	$1, -2, 1$
3	211-221-321-322	$0, -1, 1$
4	221-321-322-332	$1, -1, 0$
5	321-322-332-432	$1, -2, 1$
6	322-332-432-433	$0, -1, 1$
7	332-432-433-443	$1, -1, 0$

(3) 输出 PWM 脉冲表达式。和两电平的输出脉冲类似, 四组开关状态可以组成所谓的七段式 PWM 信号, 采用 L 和 k 作为参数, 和非零序分量控制计算得到的结果结合, 就可以得到最终输出脉冲的表达式。图 7.5-54 给出了以表 7.5-6 中 $L=1$ 时的开关序列 100-110-210-211 为例, 在采样周期内 A、B、C 三相开关序列输出波形及三相占空比 t_a, t_b, t_c 的示意图。

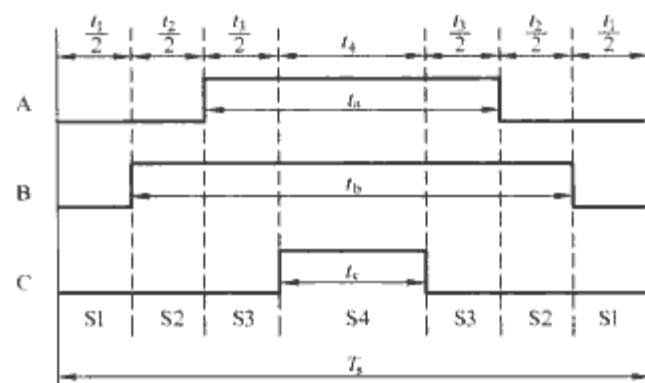


图 7.5-54 采样周期内三相开关序列输出波形和对应的占空比

从图中可知, 各相输出 PWM 波的占空比为

$$t_a = t_3 + t_4, t_b = t_2 + t_3 + t_4, t_c = t_4 \quad (7.5-80)$$

这样借助参数 L, k , 经过简单的算术和逻辑运算, 可以方便的得到不同零序分量和三相输出开关序列之间的关系。

(4) 变流器运行状态控制。零序分量控制的被控对象往往不是单一的状态量, 而是互相有一定独立性的多个状态量。例如二极管中性点钳位逆变器的多个中性点的电压, 或悬浮电容逆变器多个电容上的电压。因此, 零序分量控制事实上是一种多目标控制。参数 L 和 k 可作为选择不同零序分量的控制变量。按照多个目标变量最优的原则选择 L 和 k 的值, 可最终确定变流器的输出开关状态。在实际应用中, 将多个受控变量组成多目标矢量, 再利用该矢量进行优化控制。

7 多电平 SVPWM 和载波 PWM 的统一

前面分别对多电平载波 PWM 方法和空间矢量 PWM 方法分别进行了介绍。可以看出, 这两类方法的思路出发点不同, 但最终都能实现很好的控制效果。载波调制的思路是将每一相单独的载波和调制波比较, 其优点是算法简单、并

且载波与开关器件有确定的对应关系,而空间矢量方法的思路则是将三相结合在一起,通过较为抽象的空间矢量数学模型进行考虑,优点是直流电压利用率高、更加适合于矢量控制等高性能电机控制策略并且有着较好的电流谐波性能。

由于这两种方法都是基于一个采样周期内的电压积分等效的思路,其控制本质是相同的。经过分析可以看到,二者可以得到严格的统一,而统一的桥梁正是零序电压。空间矢量方法的 PWM 波形也可以通过载波调制的方法得到,其对应的调制波有特定的数学形式,其调制波的形式主要取决于空间矢量 PWM 的零序电压分量。

7.1 三电平 SVPWM 的载波调制形式

借鉴两电平的结论,三电平空间矢量 PWM 也可以统一到载波调制方法当中。但是将三电平载波调制和空间矢量 PWM 联系在一起的零序电压与两电平里的结论不尽相同。这里将利用 60° 坐标变换建立三电平空间矢量 PWM 和载波比较 PWM 之间的确切关系,并给出三电平 SVPWM 和载波调制 PWM 之间关系的一般性的数学描述。

7.1.1 基本假设和关系

以下推导和描述基于这样的假设:①载波比较采用 PD 方式;②控制波与载波比较时采用规则采样法;③电压和时间均采用标么值,电压基准值是三电平直流电压的一半,时间基准值是采样周期;④空间矢量控制采用七段式,并且遵循 5.4.1 节中的开关作用次序的要求。

在这些前提之下,通过简单的几何关系我们可以得到以下的控制波大小与作用时间的关系:

1) 在某个采样周期内,当三相中的某相电压在 0 和 1 之间跳变时

$$U_x = T_{on1}$$

式中: T_{on1} 是指电压为 1 的作用时间; x 代表 a 或 b 或 c 。

2) 在某个采样周期内,当三相中的某相电压在 0 和 -1 之间跳变时

$$U_x = -T_{on-1}$$

式中: T_{on-1} 是指电压为 -1 的作用时间; x 代表 a 或 b 或 c 。

7.1.2 求基本矢量的作用时间

假设空间参考矢量

$$U_{ref} = (u_a, u_b, u_c)^T$$

式中: u_a, u_b, u_c 为三相对称系统瞬时值。变换到 60° 坐标系,得到 $g-h$ 坐标表示的参考矢量

$$U_{ref} = \begin{pmatrix} u_{rg} \\ u_{rh} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{ra} - u_{rb} \\ u_{rb} - u_{rc} \end{pmatrix} \quad (7.5-81)$$

再根据 5.1.4 节中的方法,便可以得出基于三电平的 SVPWM 和载波 PWM 之间的关系。例如,假设参考矢量位于图 7.5-55 中的 1 小三角形区,并选三组开关状态为 (100)、(110)、(000/111)。并令作用时间(标么值)分别为 $d1, d2, (1-k) d3/kd3$, 得

$$d1 = u_{ra} - u_{rb} \text{——} 100 \quad (7.5-82)$$

$$d2 = u_{rb} - u_{rc} \text{——} 110 \quad (7.5-83)$$

$$d3 = 1 - u_{ra} - u_{rc} \text{——} 000/111(1-k/k) \quad (7.5-84)$$

根据前面推倒的控制波与作用时间的关系式,得载波参考波为

$$U_a^* = T_{on1} = d1 + d2 + kd3 = U_a + k - kU_a - (1-k)U_c \quad (7.5-85)$$

$$U_b^* = T_{onb} = d2 + kd3 = U_b + k - kU_a - (1-k)U_c \quad (7.5-86)$$

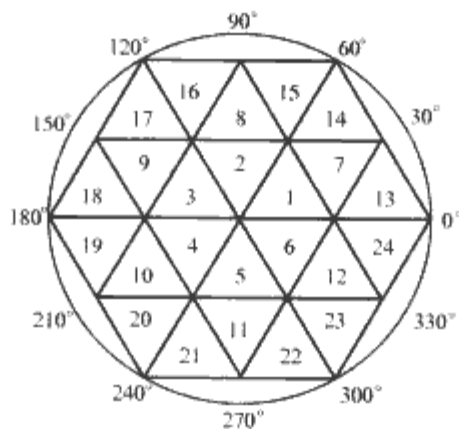


图 7.5-55 三电平矢量区域划分图

$$U_c^* = T_{onc} = kd3 = U_c + k - kU_a - (1-k)U_c \quad (7.5-87)$$

$$U_{cm} = T_{cm} = k - kU_a - (1-k)U_c \quad (7.5-88)$$

对于其他区域的等效关系和零序电压的推导,与第 1 区的情况完全相同。

7.1.3 扇区选取

扇区选取的对应关系见表 7.5-7。其中扇区的范围为 1~24, 开关状态为 $S(s_a, s_b, s_c)$, $s_a = \text{int}(g+2)$, $s_b = \text{int}(h+2)$, $s_c = \text{int}(g+h+2)$; No 为地址标号, 范围为 0~63, $\text{No} = 16s_a + 4s_b + s_c$ 。

表 7.5-7 扇区选取对应表

No.	扇区	No.	扇区	No.	扇区	No.	扇区
4	19	20	10	32	21	47	14
8	18	21	4	33	11	49	22
9	9	25	3	37	5	50	23
13	17	26	2	38	6	54	12

当扇区为 7~12 时:

1) 若 $\text{sign}(U_a)\text{sign}(U_b)\text{sign}(U_c) \geq 0$, 则 $U_{cm} = -(1-k) - kU_{mid} - (1-k)U_{min}$ 。

2) 若 $\text{sign}(U_a)\text{sign}(U_b)\text{sign}(U_c) < 0$, 则 $U_{cm} = k - kU_{max} - (1-k)U_{mid}$ 。

可见,这种统一的 PWM 控制算法计算非常简便。下面给出 $k=0.5$ 时的一些仿真波形,从仿真波形中可以看出三电平和两电平的不同,如图 7.5-56 所示。

这种方法可以方便地根据参考电压矢量计算出一组用来合成的矢量和每个矢量的作用时间,也就可以得到相应的控制波表达式。但是这里计算出来的矢量组是多组可行的组合中的一组,通过进一步的方法可以得到另一组,但是无法通过这种算法计算出很多可行的组合,也就无法计算采用这些组合对应的调制波。在三电平情况下,由于这种情况不太多,这个缺陷并不明显,当电平数增多的时候,这个缺陷就会变得更加明显。

这种方法得到的表达式在不同的小区下面形式不同,采用表格可以得到在特定矢量组合设定下包含零序的调制波表达式。在电平数变多的情况下,可以看到,这种表格对应的方法会变得复杂。

7.2 多电平空间矢量 PWM 的载波调制形式

空间矢量 PWM 的载波调制形式,主要取决于其对应的零序电压分量。因此可以由零序电压的表达式来得到调制波的形式。根据参数 L 和 k 的选择不同,可以得到零序分量

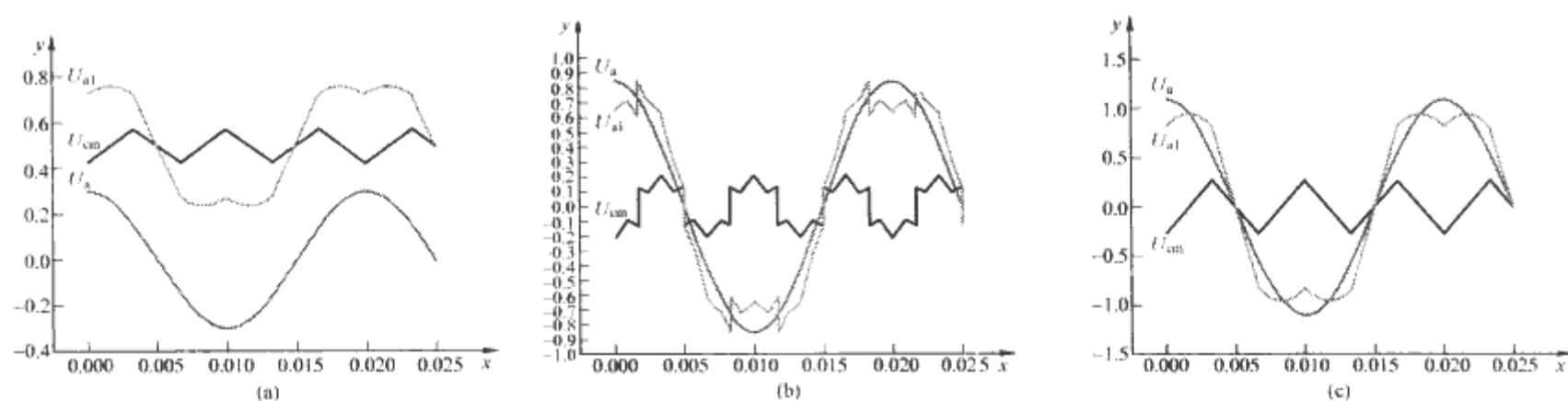


图 7.5-56 三电平 SVPWM 的一种调制波形

 (a) 调制比 $m=0.3$; (b) 调制比 $m=0.85$; (c) 调制比 $m=1.1$

u_z 的一般表达式, 也就可以得到对任意电平数都有效的空间矢量 PWM 的一般性载波调制形式。

得到了零序分量的表达式之后, 就可以将其与根据目标点虚坐标值计算出来的非零序分量相加, 得到空间矢量 PWM 在 L 和 k 确定的情况下输出电压在开关周期内的时间平均值。事实上, 这也就是 PD 载波调制 PWM 方式所对应的调制波幅值, 通过式 (7.5-89) 可以得出三相对应的调制波。

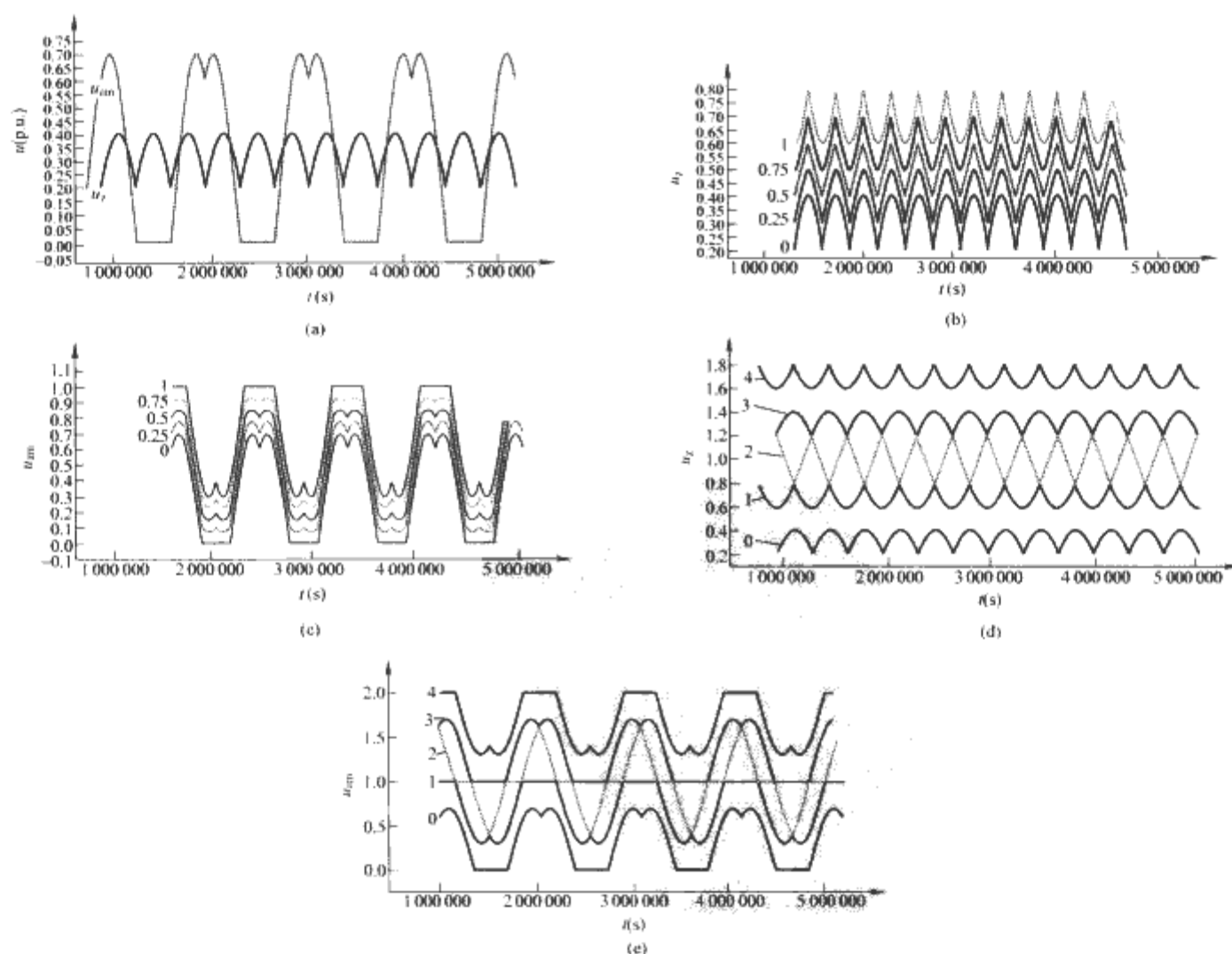
$$\begin{cases} u_{am} = u_z - \frac{(u_{jb} - u_{jc})}{3} \\ u_{bm} = u_z - \frac{(u_{jc} - u_{ja})}{3} \\ u_{cm} = u_z - \frac{(u_{ja} - u_{jb})}{3} \end{cases} \quad (7.5-89)$$

当给定电压矢量的幅值 $|U^*| < 1$ 时, U^* 位于空间矢量图的最内圈时, L 和 k 的可能取值最多。根据前式可以得

到零序电压和调制波波形以及随 L 和 k 的变化。

在 $|U^*| = 0.7$ 的情况下, 矢量全部位于最内圈的 6 个三角形内, 逆变器输出的线电压与两电平逆变器相同。但是零序分量有很大的取值范围, 此时的 L 取值范围为 $[0, 9]$ 共 10 个值。当 $L=0$ 时, 零序分量和等效调制波的形状以及随 k 的变化和两电平十分类似, 当 $k=0.5$ 时零序分量是三角波, $k=0$ 和 $k=1$ 时的波形对称的上下分布, 等效的调制波分别在上端和下端有平顶, 表明此段开关不动作, 而 k 为其他值时则不存在这样的时段。但是, 当变化时情况发生了变化, 当 $L=2$ 时零序分量是三角波, 此时等效调制波的直线段出现在中间部分而不是上下两端, 同样保证了开关的不动作时段。

通过图 7.5-57 可以看到随 L 变化的情况, L 值相差 3 所对应的波形的形状是一样的, 只有电压值的升高; 此外, $L=0, k=1$ 实际上就是 $L=1, k=0$ 的情况, 这一点通过分


 图 7.5-57 $|U^*| = 0.7$ 时的零序电压和等效调制波

(a) $L=0, k=0$ 情况下的零序电压和调制波; (b) $L=0, k$ 从 0~1 变化时候的零序电压; (c) $L=0, k$ 从 0~1 变化时候的调制波; (d) $k=0, L$ 从 0~4 变化时的零序电压; (e) $k=0, L$ 从 0~4 变化时的调制波

析也可以得出，从波形上得到了验证。

当 $|U^*| = 3.6$ 时，矢量全部位于最外层，此时 L 只能取值为 0。可以看到，随着“背向”原点的三角形区域的增

多，波形的突变也更多了。而等效调制波的波形已经达到了 $[0, 4]$ 的上下限，这意味着输出矢量的长度已经达到了可能的最大值，如图 7.5-58 所示。

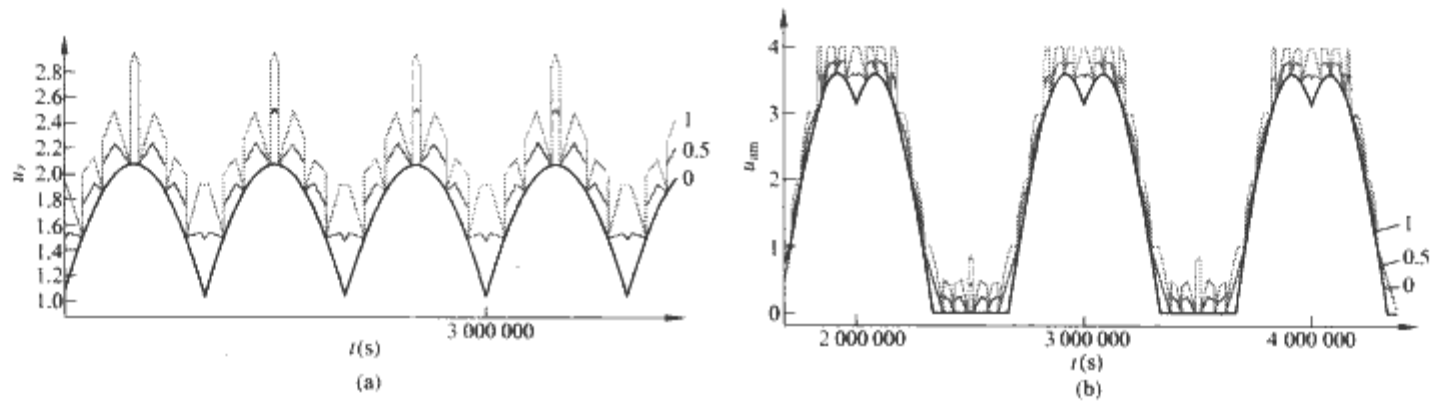


图 7.5-58 $|U^*| = 3.6$
(a) $L=0$, k 在 0~1 变化时的零序电压;
(b) $L=0$, k 在 0~1 变化时的调制波

参 考 文 献

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. IEEE Proc. of IAS, 80, 1980; 761-766.
- [2] Lai Jih-Sheng, Peng Fangzheng. Multilevel Converters—a New Breed of Power Converters. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, 32(3); 509-517.
- [3] J. Rodriguez, Lai Jih-Sheng, Peng Fangzheng. Multilevel Inverters; A Survey of Topologies, Controls, and Applications. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(4); 724-736.
- [4] Yuan Xiaoming, Ivo Barbi. A New Diode Clamping Multilevel Inverter. IEEE Proc. of APEC, 99, Dallas, Texas, USA, 1999; 495-501.
- [5] K. R. M. N. Ratnayake, H. Ishikawa, D. Wang, et al. Novel Hybrid Five Level Inverter. Proc. of IPEC, 00, Tokyo, Japan, 2000; 2025-2028.
- [6] Zhiguo Pan, Fang Z. Peng, Victor Stefanovic, et al. A Diode-Clamped Multilevel Converter with Reduced Number of Clamping Diodes. IEEE Proc. of APEC, 04, Anaheim, California, USA, 2004; 820-824.
- [7] Peng F. Z., Lai J. S. McKeever, et al. A Multilevel Voltage-Source Converter System with Balanced DC Voltages. IEEE Proc. of PESC, 95, Atlanta, GA, USA, 1995; 1144-1150.
- [8] Dong Ho Lee, S. R. Lee, F. C. Lee. An Analysis of Midpoint Balance for the Neutral-Point-Clamped Three-Level VSI. IEEE Proc. of PESC, 98, Fukuoka, Japan, 1998; 193-199.
- [9] Rae-Young Kim, Yo-Han Lee, Dong-Seok Hyun. A New Link Potential Control Scheme for Four-Level Inverter with Passive Rectifier. IEEE Proc. of APEC, 99, Dallas, Texas, USA, 1999; 528-534.
- [10] N Celanovic, D Boroyevich. A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Source PWM Inverters. IEEE Proc. of APEC, 99, Dallas, Texas, USA, 1999; 535-541.
- [11] Xiaoming Yuan, H. Stemmler, I. Barbi. Self-Balancing of the Clamping-Capacitor-Voltages in the Multilevel Capacitor Clamping Inverter under Sub-Harmonic PWM Modulation. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(2); 256-263.
- [12] Young-Seok Kim, Bum-Seok Seo, Dong-Seok Hyun. A New N Level High Voltage Inversion System. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 44(1); 107-115.
- [13] Xiaomin Kou, Keith A. Corzine. Full Binary Combination Scheme for Floating Voltage Source Multilevel Inverters. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(6); 891-897.
- [14] Keith A. Corzine, Xiaomin Kou. Capacitor Voltage Balancing in Full Binary Combination Schema Flying Capacitor Multilevel Inverters. IEEE Trans. on Power Electronic Letters, 2003, 1(1); 2-5.
- [15] M.; Marchesoni, M.; Mazzucchelli, S Tenconi. A Non Conventional Power Converter for Plasma Stabilization. IEEE Proc. of PESC '88, Kyoto, Japan, 1988; 122-129.
- [16] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, T. A. Lipo. Hybrid Multilevel Power Conversion System; A Competitive Solution for High-Power Applications. IEEE Trans. on Industry. Applications, 2000, 36(3); 834-841.
- [17] Keith Corzine, Yakov Familant. A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(1); 125-131.
- [18] Peng F. Z.. A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing. IEEE Trans. on Industry Applications, 2001, 37(2); 611-618.
- [19] 陈阿莲, 何湘宁, 吴洪洋, 赵荣祥. 基于基本单元串—并(并—串)思想生成多电平变换器拓扑新方法. 电工技术学报, 2004, 19(2); 41-46.
- [20] Alian Chen, Xiangning He. Research on Hybrid Clamped Multilevel Inverter Topologies. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(6); 1898-1907.
- [21] Alian Chen Lei Hu, Xiangning He. A Novel Cascaded Multilevel Inverter Topology. IEEE Proc. of IECON, 04, Busan, Korea, 2004.
- [22] 陈阿莲, 何湘宁, 胡磊. 组合型多电平变换器拓扑的研究. 中国电机工程学报, 2006, 26(14); 41-46.
- [23] In-Dong Kim, Eui-Cheol Nho, B. K. Bose. A New Snubber Circuit for Multilevel Inverter and Converter. IEEE Proc. of IAS98, St. Louis, MO, USA, 1998; 1432-1439.
- [24] Jae-Hyeong Suh, Bum-Seok Suh, Dong-Seok Hyun. A New Snubber Circuit for High Efficiency and Over-voltage Limitation in Three-Level GTO Inverters. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 44(2); 145-156.
- [25] Hongyang Wu, Yan Deng, Xiangning He. A Novel Passive Lossless Snubber for High Power Multilevel Inverters. IEEE Proceeding of APEC, 02, Dallas, Texas, USA, 2002; 1011-1017.
- [26] X Yuan, H Stemmler, I Barbi. Evaluation of Soft Switching Techniques for the Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverter. IEEE Proc. PESC, 99, Charleston, South Carolina, USA, 1999; 659-664.
- [27] Jun Hu, Jie Chang, FangZheng Peng. Modular Design of Soft-Switching Circuit for Two-Level and Three-Level Inverters. Proc. of PIEMC00, Beijing, China, 2000; 143-146.
- [28] Xiaoming Yuan, G. Orglmeister, I. Barbi. Arcpi Resonant Snubber for the Neutral-Point-Clamped Inverter. IEEE Trans. on Industry Applications, 2000, 36(2); 586-595.
- [29] R. Teichmann, S. Bernet. A Multi-Level Arcp Voltage Source Converter Topology. IEEE Proc. of IECON, 99, San Jose, CA, USA, 1999; 602-607.
- [30] Jung G. Cho, Ju W. Baek, Dong W. Yoo, et al. Three Level Auxiliary Resonant Commutated Pole In-

- verter for High Power Applications. IEEE Proc. of PESC96, Baveno, Italy, 1996;1019-1026.
- [31] Xiangning He, Alian Chen, Hongyang Wu, Yan Deng, Rongxiang Zhao, Simple Passive Lossless Snubber for High Power Multilevel Inverters. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(3):727-735.
- [32] A. Chen, Lei Hu, Lifeng Chen, et al. A Multilevel Converter Topology with Fault-Tolerant Ability. IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 20(2):405-415.
- [33] Ma Mingyao, Hu Lei, Chen Alian, He Xiangning. Reconfiguration of Carrier-Based Modulation Strategy for Fault Tolerant Multilevel Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5):2050-2060.
- [34] B. Francois, J. P. Hautier. Design of a Fault Tolerant Control System for a N P. C Multilevel Inverter. IEEE Proc. of ISIE, 02. L. Aquila, Italy, 2002;1075-1080.
- [35] G. Sinha, C. Hochgraf, R. H. Lasseter, et al. Fault Protection in a Multilevel Inverter Implementation of a Static Condenser. IEEE Proc. of IAS, 95. Orlando, FL, USA, 1995;2557-2564.
- [36] X. Kou, K. A. Corzine, Y. Familant. A Unique Fault-Tolerant Design for Flying Capacitor Multilevel Inverters. IEEE Proc. of IEMDC, 03. Madison, WI, USA, 2003;531-538.
- [37] F. Richardeau, Ph. Baudesson, T. Meynard. Failures-Tolerance and Remedial Strategies of a PWM Multicell Inverter. IEEE Proc. of PESC, 00. Galway, Ireland, 2000;649-654.
- [38] C. Turpin, P. Baudesson, F. Richardeau, et al. Fault Management of Multicell Converters. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(5):988-997.
- [39] S. Wei, B. Wu, F. Li, et al. Control Method for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Faulty Power Cells. IEEE Proc. of Apec, 03. Miami Beach, Florida, USA, 2003;261-267.
- [40] Y. Zhao, Y. Li, T. A. Lipo. Force Commutated Three Level Boost Type Rectifier. IEEE Trans. on Industry Applications, 1995, 31(1):155-161.
- [41] M. Klabunde, Y. Zhao, T. A. Lipo. Current Control of a 3 Level Rectifier/Inverter Drive System. IEEE Proc. of IAS, 94. Denver, CO, USA, 1994;859-886.
- [42] G. Sinha, T. A. Lipo. A Four Level Rectifier-Inverter System for Drive Applications. IEEE Proc. of IAS, 96. San Diego, CA, USA, 1996;980-987.
- [43] H. Midavaine, P. Le Moigne. Multilevel Three-Phase Rectifier with Sinusoidal Input Currents. IEEE Proc. of PESC, 96. Baveno, Italy, 1996;1595-1600.
- [44] Lin B.-R., Hou Y.-L. High Power-Factor Single-Phase Flying Capacitor Rectifier. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 2001, 148(2):214-224.
- [45] Bor-Ren Lin, Hsin-Hung Lu. A New Control Scheme for Single-Phase PWM Multilevel Rectifier with Power-Factor Correction. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1999, 46(4):820-829.
- [46] M. T. Zhang, Yimin Jiang, F. C. Lee, et al. Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter. IEEE Proc. of APEC'95, Dallas, Texas, USA, 1995;434-439.
- [47] Hongyan Wang, Lifeng Chen, Hong Jiang, Xiangning He. A Novel Four-level PFC Circuit with Passive Lossless Snubber. IEEE Proc. of PESC, 2004;1102-1107.
- [48] 王鸿雁, 陈立烽, 江泓, 何湘宁. 单相多电平功率因数校正变换器应用的实验研究. 中国电机工程学报, 2004, 24(11):28-33.
- [49] Johann W. Kolar, and Franz C. Zach. A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules(Vienna). IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, 44(4):456-467.
- [50] 阮新波. 三电平直流变换器及其软开关技术. 北京: 科学出版社, 2006.
- [51] Meynard T A, Foch H. Multi-level conversion; high voltage choppers and voltage-source inverters. Proc. IEEE PESC, 1992;397-403.
- [52] Pinheiro J R, Barbi I. The three-level ZVS-PWM dc-dc converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4):486-492.
- [53] Canales F, Barbosa P M, Burdío J M, Lee F C. A zero-voltage-switching three-level dc/dc converter. Proc. CPES, 2000;366-371.
- [54] Pinheiro J R, Barbi I. Wide load range three level ZVS-PWM dc-to-dc conversion. Proc. IEEE PESC, 1993;171-177.
- [55] Ruan X, Li B, Chen Q. Three-level converters - A new approach in high voltage dc-to-dc conversion. Proc. IEEE PESC, 2002;663-668.
- [56] Ruan X, Li B. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1):213-220.
- [57] Ruan X, Chen Z, Chen W. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2):395-404.
- [58] Ruan X, Wei J, Xue Y. Three-level converters with the input and output sharing the ground. Proc. IEEE PESC, 2003;1919-1923.
- [59] Ruan X, Wei J, Xue Y. Voltage-sharing of the divided capacitors in non-isolated three-level converters. Proc. IEEE APEC, 2004;1725-1729.
- [60] Ruan X, Zhou L, Yan Y. Soft-Switching PWM three-level converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5):612-622.
- [61] Ruan X, Xu D, Zhou L, Li B, Chen Q. Zero-voltage-switching PWM three-level converter with two clamping diodes. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4):790-799.
- [62] Jin K, Ruan X, Liu F. Improved voltage clamping

- scheme for ZVS PWM three-level converter. *IEEE Power Electronics Letters*, 2005, 3(1): 14-18.
- [63] Ruan X, Li B, Wang J, Li J. Zero-voltage-switching PWM three-level converter with current-doubler-rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(6): 1523-1532.
- [64] Chen W, Ruan X. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter with clamping diodes. *Proc. IEEE PESC*, 2005:431-437.
- [65] Chen W, Ruan X. Current-doubler-rectifier ZVS PWM hybrid full-bridge three-level converter. *Proc. IEEE PESC*, 2005:413-419.
- [66] Zhang Z, Ruan X. Full-bridge three-level converter with the flying capacitor and two clamping diodes. *Proc. IEEE PESC*, 2005:425-430.
- [67] 单庆晓,李永东,等.级联型逆变器的新进展. *电工技术学报*,2004,19(2):1-9.
- [68] 丁凯,邹云屏,等.级联多电平逆变器研究. *电力电子技术*,2002,36(2):26-28.
- [69] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, et al. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for Static Var Generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 32, Issue 5, Sep.-Oct. 1996:1130-1138.
- [70] Joseph Vassallo, Jon C. Clare, et al. A power-equalized harmonic-elimination scheme for utility-connected cascaded H-bridge multilevel converters. *The 29th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IEEE IECON*, 2003:1185-1190.
- [71] 陈坚. *电力电子学——电力电子变换和控制技术*. 北京:高等教育出版社,2002.
- [72] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Huerta, R.; Mitigation of noneliminated harmonics of SHEPWM three-level multipulse three-phase active front end converters with low switching frequency for meeting standard IEEE-519-92. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(6):1594-1600.
- [73] Li Li; Czarkowski, D.; Yaguang Liu; Pillay, P.; Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, 36(1): 160 - 170.
- [74] Agelidis, V. G.; Balouktsis, A.; Balouktsis, I.; Cossar, C.; Multiple sets of solutions for harmonic elimination PWM bipolar waveforms; analysis and experimental verification. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, 21(2):415-421.
- [75] Chunhui Wu; Qirong Jiang; Chunpeng Zhang; An optimization method for three-level selective harmonic eliminated pulse width modulation (SHEPWM). *Electrical Machines and Systems*, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference 2005, 2(27-29):1346-1350 Vol. 2.
- [76] 佟为明,陈向阳,等.变频电源特定消谐技术中非线性方程组解法的研究. *中国电机工程学报*, 1998, 19(5): 357-361.
- [77] 孙宁强,梁大开,等.基于 CPLD 的特定消谐 PWM 数字触发电路的分析和实现. *电气应用*, 2005, 24(12): 52-56.
- [78] 刘文华,宋强,等. NPC 逆变器 SHE-PWM 开关角度的计算方法研究. *中国电机工程学报*, 2002, 22(11): 31-35.
- [79] 费万民,吕征宇,等.三电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的研究. *中国电机工程学报*, 2003, 23(9): 11-15.
- [80] 桂红云,姚文熙,等.中点箝位型三电平变换器 SHEPWM 方法研究. *电力系统及其自动化学报*, 2006, 18(3):24-28.
- [81] Fu-San Shyu, Yen-Shin Lai, et al. Virtual stage pulse-width modulation technique for multilevel inverter/converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, 17(3):332-341.
- [82] 刘文华,吕建升,等.五电平电压型逆变器的变频 SHE-PWM 控制策略. *清华大学学报(自然科学版)*, 2004, 44(4):450-454.
- [83] R. Steele. *Delta Modulation Systems*. London: PENTECH PRESS, 1975.
- [84] M. H. Kheraluwala and D. M. Divan. Delta modulation strategies for resonant link inverters. *Power Electronics*, *IEEE Transactions on*, 1990, 5:220-228.
- [85] M. Manjrekar and G. Venkataramanan, Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters. *Power Electronics Specialists Conference*, 1996, PESC, 96 Record, 27th Annual IEEE, 1996.
- [86] C. S. Diaz, F. I. Escobar, G. C. Diotaiuti, and V. M. G. Arguis, Adaptive sigma-delta modulator applied to control a five level multilevel inverter. *Devices, Circuits and Systems*, 2004. Proceedings of the Fifth IEEE International Caracas conference 2004.
- [87] I. Wallace, A. Bendre, and G. Venkataramanan, "The neutral point clamped resonant DC link converter-a new three level soft switched topology," in *Electric Machines and Drives*, 2005 IEEE International Conference on, 2005:1744-1751.
- [88] T. G. Habetler and D. M. Divan, Performance characterization of a new discrete pulse-modulated current regulator. *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, 1989, 25:1139-1148.
- [89] 李永东. *交流电机数字控制系统*. 北京:机械工业出版社,2003.
- [90] Akira Nabae, Isao Takahashi, Hirofumi Akagi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1981, 17(5): 518-523.
- [91] B. P. McGrath, D. G. Holmes. A Comparison of Multi-carrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters. *IEEE/IAS Annual Meeting 1999*:781-788.
- [92] Ashish Bendre, Giri Venkataramanan, Vijay Srinivasan, Don Rosene. Modeling and Design of a Neutral Point Voltage Regulator for a Three Level Diode Clamped Inverter Using Multiple Carrier

- Modulation. EPE2003.
- [93] Steinke J K. Switching frequency optimal PWM control of a three Level inverter. *IEEE Trans. Power Electronics*, 1992, 7(3): 487-496.
- [94] Li Li, Dariusz Czarkowski, Yaguang Liu, Pragasen Pillay. Optimal surplus harmonic distribution in selected harmonic elimination PWM technique for multilevel inverters. *Industrial Electronics Society*, 1999. IEC-ON, 1999, 2(s): 589-594.
- [95] 张艳莉, 费万民, 吕征宇, 等. 三电平逆变器 SHEPWM 方法及其应用研究. *电工技术学报*, 2004. 1, 19(1): 16-19.
- [96] Brendan McGrath, A Generalized Approach to the Modulation of Multilevel Converters. *Tutorial of Multilevel Converters, Power Electronics Specialists Conference, PESC 2004*.
- [97] novic, Dushan Boroyevich. A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2001, 37(2): 637-641.
- [98] F. Wang. Sine-Triangle vs. Space Vector Modulation for Three-Level PWM Voltage Source Inverters. *IEEE 2000*; 2482-2488.
- [99] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, Dong Seok Hyum. A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2001, 16(4): 545-550.
- [100] Prats, M. M., Carrasco, J. M., and Franquelo, L. G. Effective algorithm for multilevel converters with very low computational cost. *Electronics Letters* 2002, 38[22]: 1398-1400.
- [101] Dae-Woong Chung, Joohn-Sheok Kim, Seung-Ki Sul. Unified Voltage Modulation Technique for Real-Time Three-Phase Power Conversion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, 34(2): 374-380.

第8篇 电源技术

主编单位：浙江大学

重庆大学

主 编：张仲超 王明渝 罗公伟 胡长生

编写人员：张仲超（浙江大学）

罗公伟（浙江大学）

胡长生（浙江大学）

林 平（浙江大学）

李玉玲（浙江大学）

王明渝（重庆大学）

苏玉刚（重庆大学）

杜 雄（重庆大学）

王宁会（大连理工大学）

史平君（中国兵器工业第二〇六研究所）

第1章 概述

电源是向负载提供电能的供电设备。电力系统工频电网是工业生产和人民生活中获取电能的主要来源,其他形式的电源还包括化学电池、燃料电池、太阳能电池、蓄电池和独立运行的发电机组等。电源技术是应用电力电子器件,综合电力变换技术、现代电子技术、自动控制技术等多学科技术对电能进行变换和控制的交叉技术。随着科学技术的发展,电源技术又与现代控制理论、材料科学、电机工程、微电子技术等许多领域密切相关。目前电源技术已逐步发展成为一门多学科互相渗透的综合性技术学科,在为现代通信、电子仪器、计算机、工业自动化、电力工程、国防及某些高新技术设备提供高质量、高效率、高可靠性的电源方面起着关键的作用。

随着技术的发展,大量用电设备对电源的要求越来越高,电源的规格和品种越来越广。例如:计算机、通信和电子设备需要低压直流稳压电源供电,直流电动机调速等需要电压可调的直流供电电源,工业电解电镀生产采用低压大电流直流电源,电力系统高压直流输电采用数百千伏以上的直流高压电源,许多电子仪器、控制设备需要稳压、稳频交流供电电源,重要的电子电气设备需用不间断电源(UPS)供电,交流电动机采用变压、变频电源驱动和调速不仅大大改善了电动机的调速性能,而且具有显著的节能效果,气体放电灯用高频电源(电子镇流器)供电具有发光品质好、发光效率高等优点。为此,需要利用各种电能变换技术为这些电气设备提供合适的供电电源。

各种用电设备所需的供电形式是多种多样的,因此电源的种类也非常多,通常按电源输出电能的特性和用途进行分类较为方便。本篇将电源按照用途分为开关电源、UPS电源、工业感应加热电源、气体放电灯电子镇流器、直流电源、交流电源、其他特种电源等进行叙述,主要介绍其工作原理、运行特性、技术参数等内容。有关电力系统和电气传动中的电力电子电源技术,在本卷其他篇中有详细叙述,本篇中仅在概述部分作简单介绍。

1 开关电源

广义地说,开关电源就是采用电力电子器件作为开关,通过控制开关器件的导通比实现对电能形式的变换和控制的变流装置。但一般来说,开关电源是指上述变流装置中的直流电源。开关电源中的电力电子器件工作在开关状态,其控制一般采用开关电源专用集成电路。

开关电源的前身是线性稳压电源。由于开关电源具有效率高、稳压范围宽、体积小、质量小等特点,目前除了对直流输出电压的纹波要求极高的场合外,开关电源正在全面取代线性稳压电源。在小功率场合,开关电源已经取代了传统的线性电源,如计算机、电视机、各种电子仪器的电源;在许多中等容量范围内,开关电源也逐步取代了相控电源,如通信电源领域、电焊机、电镀装置等的电源。开关电源已经成为直流电源的主要形式,是在电子、通信、电气、能源、航空航天、军事以及家电等领域应用非常广泛的一种电力电子装置。

有关开关电源的工作原理、分类、技术指标、应用、控制、设计制造以及发展情况等内容将在本篇第2章作详细介绍。

2 UPS电源

不间断电源(Uninterruptible Power Supply, UPS)用于为重要的用电设备提供不间断的高质量电力供应。在通信、计算机、自动化生产设备、航空、航天、金融、网络等领域中,许多关键性设备一旦停电将会造成巨大的损失,即使瞬时的供电中断也会造成不堪设想的后果。UPS能够在电网供电中断或者电网电能质量较差的情况下保证用电设备不间断的正常供电。

UPS电源可向用户提供输出稳压精度高、工作频率稳定、输出失真度小的电压正弦波。不论市电电网供电正常与否,在长期运行过程中,可能产生的任何瞬间供电中断时间控制在小于5~10ms的范围内,对于要求严格的场合,上述瞬间供电中断时间可控制在3ms之内。

已经可以向用户提供多品种的UPS电源,包括单相输入/单相输出方式、三相输入/单相输出方式及三相输入/三相输出方式。其供电系统输出功率覆盖范围极宽,目前UPS的单机容量从几百伏安到1500kVA,如采用多机冗余配置方案,可向用户提供6000~7000kVA的UPS供电系统。

应急电源(Emergency Power Supply, EPS)与UPS相似,用于在电网停电时为负载供电,但允许0.1~0.25s的短时间供电中断,而UPS的供电中断时间一般小于5~10ms。由于EPS允许供电中断的时间较长,因此对电路和工作模式设计的限制较少,功能简化。EPS相对于UPS来说,其优点是设备成本低,大部分时间电网正常时,逆变器不工作、不耗电、节能、无噪声,适用于电梯、水泵、应急照明、消防系统等场合,对于计算机、通信、自动控制、医疗诊断仪等不能中断供电的场所则不适用。

有关UPS电源的工作原理、主电路结构和控制、主电路设计、UPS选型、使用和维护以及发展情况等内容将在本篇第3章作详细介绍。

3 工业感应加热电源

感应加热电源是利用电磁感应原理把电能转化为热能的设备。感应加热系统的基本组成包括感应加热线圈、交流电源和被加热工件。根据加热对象的不同,可以把感应线圈制成不同的形状。线圈和电源相连,电源为线圈提供交变电流,流过线圈的交变电流产生通过加热工件的交变磁场,该磁场使加热工件产生涡流来加热。感应加热电源与传统的加热设备相比具有诸多优点,如:加热效率高、速度快、可控性好及易于实现机械化和自动化等,是目前常用的、最有效的热加工工艺,在工业中有着广泛的应用,主要应用在机械制造、冶金及国防等领域用于淬火、透热、熔炼、钎焊以及烧结等。此外,随着感应加热理论和装置不断发展,其应用领域也越来越广,目前在家用电器如热水器、电磁炉等产

品中也得到了应用。

感应加热电源根据工作频率不同可分为工频感应加热电源(50、60Hz)、中频感应加热电源(几百Hz到10kHz)和高频感应加热电源(10kHz到几百kHz以上)。不同频率的感应加热电源具有不同的特点和应用场合。

有关感应加热电源的原理、应用、主电路结构、晶闸管串联/并联逆变中频电源、高频感应加热电源、大功率感应加热电源、感应加热电源的选型和使用等内容将在本篇第4章作详细介绍。

4 气体放电灯电子镇流器

气体放电灯大体分为两类:低压气体放电灯(以荧光灯最为典型)和高压气体放电灯(High Intensity Discharge—HID)。荧光灯又称为日光灯,是目前应用最为广泛的照明灯具。高压气体放电灯主要有高压汞灯、高压钠灯和金属卤化物灯。高压汞灯由于其光色中蓝光较重,已逐渐被光色质量好、发光效率更高的高压钠灯和金属卤化物灯取代,因此HID灯就成为高压钠灯和金属卤化物灯的泛称。HID灯是目前所能得到的照明效率最高的光源,广泛应用于道路、公共场所、厂房、农作物等需要大面积照明的场合。

荧光灯和所有其他气体放电灯的起动和稳定工作都需要有适当的电路和控制装置——镇流器。用电感式镇流器并配之启辉器作为镇流和起动附件,具有可靠性高、使用寿命较长等优点。但是这种镇流器体积和质量大而且自身功耗大,有噪声。电子镇流器实质是在电网与气体放电灯之间安装的一个将低频交流电压转换为高频交流电压的电源变换器。电子镇流器工作在高频状态下,不仅减小了体积和质量而且改变了灯的工作特性,能大幅提高光效,达到节能目的,功率因数可提高到接近1的水平。

有关气体放电灯电子镇流器的工作特点、性能指标,电子镇流器的设计、调光和控制以及发展等内容将在本篇第5章作详细介绍。

5 直流电源

直流电源的任务就是把交流电变成直流电。我们可通过干电池、蓄电池、直流发电机等获得直流电,但最经济、最方便的方法是将电网交流电通过电力电子变换获得直流电。一般电子设备在工作时,都需要稳定的直流电源供电。电网电压通常是220V、50Hz,电压波动可达 $\pm 10\%$ 甚至更高,而且可能含有尖峰、浪涌或高频干扰。因此直流稳压电源需要完成以下任务:AC-DC高效转换、输出电压稳定、抑制对电网的干扰、较小的传导发射及电磁辐射等。根据不同的用途,直流电源可分为开关直流稳压电源、工业电解电镀电源、蓄电池充电电源、直流焊机电源等。其中开关直流稳压电源应用面非常广泛,本篇中将其单独列为第2章。

5.1 工业电解电源

工业电解用直流电源是一种AC-DC变流设备,它将电网工频电压变换为恒定的直流电,用于铝镁等有色金属电解、水、食盐等化工电解。电源特点是大容量、大电流、中低电压。实际上每个电解槽所需仅数伏电压,为提高电源效率,工业上都采用多个电解槽串联供电的方法。电解电源输出电压一般在数百伏,铝电解电源一般为460~1250V,食盐电解电源在100~315V之间,输出电流在数百安到数万安培,甚至数十万安培。

电解电源电路结构主要有二极管整流器和晶闸管整流器

两种。小容量电源采用6脉波双星形带相间变压器(平衡电抗器)式整流器或三相桥式整流器。大容量电解电源大多采用多重并联式12脉、24脉、36脉等高脉波数整流电路以提高电源电流容量,减少电流谐波。12脉整流器常采用电源变压器的星形和三角形接法形成 30° 电压相位移,更高脉波数的整流器在星形和三角形接法变压器的基础上,还需采用移相变压器实现电源的相位移。

二极管整流器输出电压的调节采用变压器抽头、自耦变压器带有载分接开关、感应调压器等方式或者上述方式的组合来实现,也有采用晶闸管调压器调节变压器一次电压实现对输出直流电压的调节。

晶闸管整流器中用晶闸管代替整流器中的二极管,因此可以采用相控调压方式调节输出电压。其优点是调节速度快、精度好、无级、无触点、效率高等。相控调压方式在深调控状态时功率因数低,谐波电流大,可结合在整流变压器网侧采用有载有级或无载有级调压的方法以避免晶闸管整流器工作在深调控状态。

有关工业电解电源的内容将在本篇第6章第2节作详细介绍。

5.2 工业电镀电源

电镀电源用于金属表面涂覆工艺,以增加被镀工件表面硬度、防腐蚀性能或者增加表面的美观性,其特点是大电流、低电压。根据镀件的大小、数量和电镀液种类的不同,电镀电源额定电流一般在数安培至数千安培,电压在6~30V之间。

电镀电源大多是直流电源,主要有以下几种形式:二极管整流器、晶闸管相控整流器、晶闸管交流调压二极管整流器和高频开关型电镀电源。其中高频开关型电镀电源也称为逆变式电镀电源,采用了多级变流电路,首先将三相工频电压经二极管桥式整流变为直流,再经由IGBT等全控型电力电子器件构成的逆变器变换为数千赫兹到数十千赫兹的高频交流电,经高频变压器降压后再由二极管整流和滤波输出到负载,即经过AC-DC \rightarrow DC-AC \rightarrow AC-DC的三级变换过程。其特点是由于采用高频变压器替代传统电镀电源中的工频变压器,大大减小了电源的体积、质量和损耗,同时提高了控制精度。

有关工业电镀电源的内容将在本篇第6章第3节作详细介绍。

5.3 蓄电池充电电源

蓄电池充电电源是一种将工频电网交流电变换为直流电的电源装置,用于给铅酸、镍镉等各种类型的蓄电池充电。蓄电池广泛应用于电动车辆、通信电源系统、UPS、各种车载电源、新能源发电系统和家用电器、计算机、手机等场合。各种蓄电池容量相差悬殊,蓄电池充电电源输出额定电压在几伏到几百伏之间,输出电流在数十毫安到数百安培范围。

蓄电池充电电源电路结构有二极管整流电路、晶闸管相控整流电路和开关型变流电路等几种类型。

二极管整流充电电源采用工频变压器降压,二极管不控整流器整流,再经滤波后输出到负载。通过人工操作、自耦变压器人工或自动调节、用晶闸管相控调压器调压等方法调节输入交流电压,实现对输出直流电流和电压的控制。

晶闸管整流充电电源采用工频变压器降压,晶闸管相控整流电路整流,经滤波后输出到负载。一般通过对输出电流

和电压的测量反馈控制晶闸管相控整流器的输出电流和电压。

开关型变流器电源采用全控型电力电子器件 IGBT 或 MOSFET 等组成高频开关型变流器,采用高频变压器进行电压隔离和匹配,具有体积小、质量轻、控制性能好等一系列优点,已经在中小功率容量的充电电源中得到应用,并正在逐步替代传统的二极管整流型、晶闸管整流型充电电源产品。

蓄电池充电电源根据蓄电池的充电特性对输出电流和电压进行控制,达到最佳的充电效果。

有关蓄电池充电电源的内容将在本篇第6章第4节作详细介绍。

5.4 直流焊机电源

电焊机是一种用电能产生热量加热金属而实现焊接的一种设备,按其焊接热源原理的不同有电弧焊机和电阻焊机两种基本类型。电弧焊机是通过电弧产生热量熔化金属结合处而实现焊接,电阻焊机则是将强大的电流通过被焊金属结合处,利用接触电阻产生热量将金属塑熔并加压而实现焊接,这两类焊机应用最广。随着科学技术和生产力发展还产生了电子束、超声波、激光等特种电源焊接设备。

有关焊机电源的原理、特性、主电路的选择将在本篇第6章第5节作详细介绍。

其他直流电源的内容将在本篇第6章第6节详细介绍。

6 交流电源

交流电源的作用是将工频电网等提供的固定频率、固定电压的电,变换成所需要的各种电压、频率、相位、波形的交流电能形式,以满足各种交流用电设备的供电要求。根据变换参数的不同,交流电源可分为交流稳压电源、恒压恒频电源和交流调压电源等。

6.1 交流稳压电源

交流稳压电源能在交流电网电压波动的情况下,为负载提供稳定的电压,并具有遏制电网电磁干扰的功能。传统的交流稳压电源主要有两类:①参数调整型稳压电源,包括磁饱和变压器式、磁放大器调整式等,一般稳压范围较窄,易产生波形畸变;②自耦调整型稳压电源,包括机械式开关或晶闸管无触点开关切换变压器绕组式、步进电动机或伺服电动机调节自耦变压器式等。电路简单,功率范围大,但响应速度慢,稳压精度差。

开关型交流稳压电源采用高频开关型电力电子变流器实现对输出电压的控制,具有体积小、质量轻、精度高、动态性能好等优点,近年来得到快速的发展,并在中小型交流稳压电源中得到应用。

开关型交流稳压电源可分为全功率变换型和部分功率补偿型二种。全功率变换型将输入交流电压整流为直流,再通过全控型开关器件 IGBT 等构成的逆变器逆变为工频交流输出。逆变器采用正弦波脉宽调制 (SPWM) 技术,通过电压反馈控制逆变器以保持输出电压的稳定。

部分功率补偿型交流稳压电源工作原理如图 8.1-1 所示。输入交流电压 U_i 经高频开关型变流器 AC-AC 变换后得到可调的补偿电压 U_B , U_i 和 U_B 串联得到输出电压 U_o , 由可调节的电压 U_B 补偿电网电压 U_i 的变化,从而保持输出电压 U_o 的稳定。高频 AC-AC 开关变流器可以采用 AC-DC 变流器加 DC-AC 变流器组成的间接变频电路,类似于全功率

变换型稳压电源,也可以是 PWM 开关型交流调压电路。由于变流器只调整部分功率,因此电源中变流器的容量和相应的体积、质量较小,价格较低。

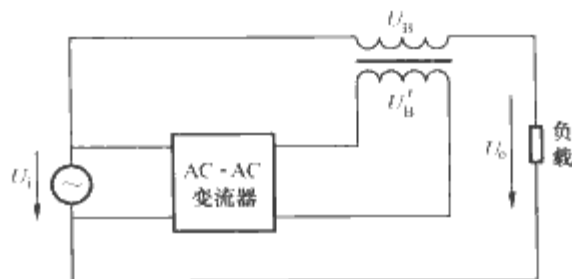


图 8.1-1 部分功率补偿型交流稳压电源工作原理

有关交流稳压电源的分类、各种交流稳压电源的性能指标、工作原理等内容将在本篇第7章第1节作详细介绍。

6.2 恒压恒频 (CVCF) 电源

恒压恒频电源能够输出电压幅值、频率都稳定的正弦交流电压。恒压恒频电源由于其幅值和频率稳定度高,波形失真小,输出功率较大,在电子、机电、航空、航天、航海和精密加工等行业中得到广泛应用。

恒压恒频电源的供电系统一般由整流器、逆变器等组成。整流器将电网输入的交流电转变成直流电,整流器件一般采用晶闸管或高频开关整流器,通过对整流器件的控制实现对输出直流的调节。由于整流器对瞬时脉冲干扰不能消除,整流后的电压仍存在干扰脉冲,因此常需要接电容器或电感器滤波后,送入逆变器,由逆变器来完成直流电向交流电的转换。

不同类型的恒压、恒频电源工作原理不同,应用场合也不同,有关恒压、恒频电源的工作原理、分类方法等内容将在本篇第7章第2节作详细介绍。

6.3 交流调压电源

交流调压电源输出频率固定、电压可调的交流电。由于电源的输出电压与输入电压的频率是相同的,因此不需频率变换,只需对电压进行调节,电路结构和控制都比变频电源简单,通常称为交流调压器。实际应用中主要通过对负载电压的调节达到对输出功率的控制。

交流调压电源按结构和调压原理不同,可分为电机变压器类和电力电子变流器类二种。电机变压器类有感应调压器、抽头变压器、自耦变压器等。电力电子变流器类交流调压电源采用晶闸管、IGBT 等电力电子开关器件串入电源和负载间,通过控制电力电子开关器件的导通和关断实现对负载电压的调节。与电机变压器类交流调压电源相比,具有体积小、质量小、控制灵活、动态性能好等优点。

本篇中主要介绍电力电子变流器类交流调压电源。有关交流调压电源工作原理、技术指标等内容将在本篇第7章第3节作详细介绍。

除以上三种比较常用的交流电源外,还有一些应用相对较少的交流电源,如交流稳流电源、交流方波电源等将在本篇第7章第4节作介绍。

7 其他特种电源

7.1 高压电源

高压电源除了用在电力输电系统中外,还广泛应用于静电除尘、医用 X 光机、空气净化器、广播发射、激光电源、

高压发生器等场合。

高压电源可分为直流高压电源、工频高压电源和高频高压电源。常规的工频高压电源可通过变压器获得,但是由于市电频率只有 50、60Hz,因而变压器二次一般需要的绕组匝数较多,使得电源体积庞大,装置笨重,应用过程中会出现无法放置、移动困难等现象,因此,减小高压电源的体积与质量十分重要。减小高压电源体积和质量的方法有两种:①使设计结构紧凑;②提高电源的工作频率,使其小型化。前一种方法是有限度的,后一种方法尽管受大功率器件及高频磁心的限制,但却十分有利于推广应用。

将电力电子技术应用到高压电源中,采用大功率可关断器件作为功率调节器件,不仅实现了电源的小型化、轻量化,而且大大提高了高压电源的实际性能。

有关各种高压电源的电路拓扑、工作原理、应用场合等内容将在本篇第 8 章第 1 节作详细介绍。

7.2 高压脉冲电源

脉冲功率技术与高功率脉冲电源,是 20 世纪 30 年代产生,20 世纪 60 年代以来迅速发展,并逐渐形成一门独立学科的新兴技术领域——脉冲功率技术,是把较小功率的能量用较长时间慢慢输入到储存能量的设备中,将能量进行压缩和转换,然后在极短的时间(最短可为纳秒)内,以极高的功率密度向负载释放的电物理技术。功率脉冲电源技术以高电压、大电流、高功率、强脉冲为特点,是一个综合电机电器、高电压工程、变流技术、电力电子学、精密电气测量、自动控制、继电保护、接地技术与电磁兼容的多专业交叉综合性学科。其在核爆炸模拟、受控核聚变试验、强流粒子束加速器、高功率脉冲激光器、高功率微波、电磁发射、电磁推进、电磁成形、材料表面处理及半导体离子注入等近代科学、国防科研和高技术领域有着重要的科学意义与应用价值。有关功率脉冲电源的内容在本篇第 8 章第 2 节将作简要介绍,更深入详尽的内容,请参阅第一卷第 8 篇《脉冲功率技术基础》。

随着高重复频率的中小功率高压脉冲电源在诸如污水、废气和各种有害物质的处理等环境保护方面以及在电化、材料表面改性处理、大功率激光器等工业领域应用的增多,与之相关的高频高压脉冲电源技术,近几年发展较快。工业应用的高重复频率高压脉冲产生技术以及高频高压脉冲电源关键技术等内容在本篇第 8 章第 2 节将作详细介绍。

高压电源和高压脉冲电源的典型应用包括激光电源、电加工脉冲电源、环保及空气净化电源、雷达发射机及电真空器件用电源、高能物理用电源、医疗设备用高压电源等,有关上述电源的具体内容在本篇第 8 章第 3 节将作详细介绍。

8 电力系统中的电力电子装置

电力系统中应用的电力电子装置常常可以看作是特殊用途的电源装置,在电力系统有着广泛的应用,主要表现在以下方面:

8.1 高压直流输电(HVDC)

电力系统主要采用交流电网实现电能的传输和分配。直流输电与交流输电相比,输电线、输电杆塔、绝缘子等投资较低,运行时线路损耗较少,但在直流输电的终端需要交流和直流之间的电力变换器和消谐波滤波器等,因此终端设备费用较高。综合估计,对架空输电线来说,大约 500km 以下短距离交流输电成本较低,500km 以上的长距离直流输

电经济性更好。直流输电还具有输电系统稳定性好,易控制,能实现不同频率或不同相位两个交流电网之间的互联等优点。我国地域广阔,在我国发展直流输电具有重要的意义。

有关高压直流输电技术的具体内容参见第 11 篇第 2 章。

8.2 电力无功补偿装置

对电力系统无功功率的补偿有利于提高电网功率因数,减小输电损耗,降低电网电压波动,增加电网运行的稳定性。无功功率补偿装置有同步调相机、并联电容器组、采用电力电子技术的静止无功补偿器(Static Var Compensator, SVC)和静止无功发生器(Static Var Generator, SVG),SVG 也可称之为静止同步补偿器(STATCOM)。

有关各种无功补偿装置的电路拓扑、工作原理、优缺点等详细内容参见第 11 篇第 3 章。

8.3 有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)

电力系统中的非线性负载,尤其是近年来不断增加的电力电子设备会向电网注入谐波电流,从而对电网电能质量产生严重影响。传统的由电感电容组成的无源滤波器结构简单、价格低,能在一定程度上解决上述问题。有源电力滤波器 APF 是一种新型的用于电网谐波补偿的电力电子装置,其基本工作原理是用电力电子变流器产生与电网谐波电流(或谐波电压)相反的谐波电流(或谐波电压)并注入到电网,从而实现对电网谐波的补偿。APF 可以实现对电网中大小和频率不断变化的谐波进行补偿,能消除电感电容滤波器与电网阻抗之间产生谐振的危险,并且有体积小、质量小的优点,但 APF 结构和控制复杂、价格高。实际应用中常常将无源 LC 电力滤波器和 APF 并联混合使用。

APF 中的变流器可以是电压型变流器,也可以是电流型变流器,相应称之为电压型 APF 和电流型 APF。

有关 APF 的电路结构、工作原理等详细内容参见第 11 篇第 3 章。

8.4 其他灵活交流输电装置

灵活交流输电(Flexible AC Transmission System, FACTS)技术是利用基于电力电子技术的 FACTS 装置和现代控制技术对电力系统的参数(电压、电抗、相角、功率、频率等)以及网络结构进行灵活快速的控制。FACTS 技术从根本上改变了交流输电网过去基本上只依靠机械型慢速、间断及不精确的控制和优化技术的局面,具有快速、连续和精确的控制及优化功率潮流的能力,同时可以确保系统的稳定性,输电更加可靠有效。

TSC、TCR 和 SVG 都是重要的灵活交流输电装置,FACTS 装置还有:晶闸管控制串联补偿器(Thyristor-Controlled Series Compensator, TCSC)、晶闸管控制静止移相器(Thyristor-controlled Phase Shifter, TCPS)、统一潮流控制器(Unified Power Flow Controller, UPFC)、晶闸管控制制动电阻(Thyristor Controlled Breaking Resistor, TCBR)、超导储能系统(Superconductor Magnet Energy Storage, SMES)等。

有关 FACTS 装置的电路结构、工作原理等详细内容参见第 11 篇第 5 章。

8.5 可再生能源发电和分布式发电系统

化石燃料日渐枯竭和严峻的环境问题促使人们寻找新的

替代能源,追求高效的能源转换、输送和利用。可再生能源发电和分布式发电系统也成为当今能源和电力系统领域最重要的研究方向,电力电子技术的发展为上述研究目标提供了极为重要的技术基础。

8.5.1 风力发电

风力发电机组由风力机和发电机组成,按其运行方式可分为恒速恒频发电系统和变速恒频发电系统两种类型。

恒速恒频发电系统风机转速保持恒定,发电机恒速旋转并输出频率恒定的交流电。这种发电系统一般比较简单,但转速不随风速的变化而改变,风能利用率较低。

变速恒频发电系统可以控制风力机变速运行,使风力机转速与风速之间符合最佳比例关系,因而可以在很宽的风速变化范围内保持高的风能利用率。电力电子技术的应用是实现风力机变速运行的最佳手段之一,虽然由此而使电气部分变得复杂和昂贵,但在中、大型风力发电机组中成本的增加在总投资中所占比例不大,因而在中、大型风力发电系统中受到普遍的重视。

采用电力电子变流技术实现的变速恒频风力发电系统主要有同步发电机交-直-交系统和双馈发电机系统两种。

同步发电机交-直-交系统的主要缺点是发电机输出的全部电功率通过整流器和逆变器,电力电子变流器装置容量大、价格高。

双馈发电机系统与同步发电机交-直-交系统比较,励磁电源用电力电子变流器容量较小,只有总发电容量的20%左右,比较适合大型变速恒频风力发电系统。

有关风力发电系统变流器的工作原理、实现方法等具体内容参见第11篇第6章。

8.5.2 太阳能光伏发电系统

一种太阳能光伏发电系统结构如图8.1-2所示。太阳能发电系统只有在白天有阳光时才能发电,因此系统需有储能单元将日间发出的电能储存起来以实现发电系统的连续供电。太阳能电池阵列发出的电能是直流电,用电设备一般需用交流供电,所以系统中一般需要有逆变单元将直流电变换为交流电供负载使用。

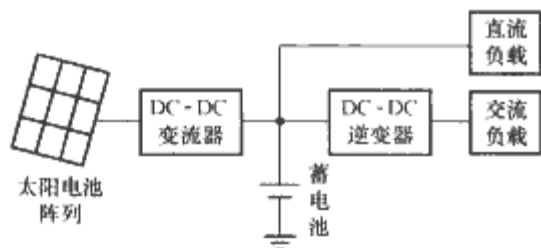


图 8.1-2 太阳能光伏发电系统结构

光伏发电系统分为独立运行型光伏发电系统、并网型光伏发电系统和混合型光伏发电系统。

光伏发电系统中,电力电子变流器是电能变换单元的最佳选择。合适的变流器电路和控制可以实现光伏电池发电最大功率跟踪、蓄电池充放电控制、直流电能到交流电能的变换和光伏发电系统与电网连接的并网控制等。

有关光伏发电系统中变流器的工作原理、控制方法等具体内容参见第11篇第6章。

8.5.3 分布式发电系统

分布式发电系统与传统大电站、高电压长距离输电配电系统相比主要优点是投资少、输电能耗低、供电可靠性高等,同时分布式发电系统还可以广泛采用新型能源和发电方式,目前发展较快的有风力发电、太阳能发电、燃料电池等。

在分布式发电系统中,电力电子变流器可以完成电能的变换和控制,同时分布式发电装置发出的电能经电力电子变流器变换,输出电压、频率和相位与电网同步,实现分布式发电系统与电网的连接,并通过对电压幅值和相位的调节,实现分布式发电系统与电网之间有功功率、无功功率的控制和传输。电力电子变流和控制技术已经成为实现分布式发电系统的最重要的关键技术之一。

有关分布式发电系统的具体内容参见第11篇第6章。

9 电气传动系统中的电动机驱动电源

电气传动系统是以电动机为控制对象,以控制器为核心,以电力电子变流装置为执行机构组成的一个有机的整体。通常,用直流电动机带动生产机械的电气传动系统称为直流传动系统,用交流电动机带动生产机械的电气传动系统称为交流传动系统。

9.1 电力电子技术在直流传动中的应用

直流电动机具有良好的起、制动性能,适于在大范围内平滑调速,在许多工业部门,如轧钢、矿山采掘、纺织、造纸等需要高性能调速的场合得到广泛的应用。

直流电动机常用调节电枢供电电压的方式实现调速,一般直流电动机驱动电源有以下三种:

(1) 旋转变流机组。即用交流电动机和直流发电机组成机组,以获得可调的直流电压。这种系统有设备多、体积大、费用高、效率低、安装维护不便、运行有噪声等缺点,目前已很少应用。

(2) 静止可控整流器。采用晶闸管可控整流器以获得可调的直流电压。与旋转变流机组相比,晶闸管可控整流装置具有效率高、体积小、成本低、无噪声、快速性好等优点,是目前直流调速系统电源的主要形式。

谐波和无功功率造成的“电力公害”是晶闸管可控整流装置进一步普及的障碍。当系统处于深调控状态时,系统的功率因数很低,同时产生较大的谐波电流,引起电网电压波形畸变,需要添置无功补偿和谐波滤波装置。

(3) 脉宽调制(PWM)变流器。直流调速系统中的PWM变流器又称为斩波器,是一种将整流器输出不可控直流电压变换为可控直流电压的DC-DC变换器。这种变换器利用全控型开关器件(GTO、IGBT、功率MOSFET等)的开关作用将直流电压变换成方波电压加在直流电动机电枢两端,通过调节方波电压脉宽来调节直流电压电流的大小和方向,从而实现电动机的速度调节。采用不同的变流器主电路结构可以分别实现直流电动机系统的单象限、二象限和四象限运行,具有电路简单、控制方便、效率高、调速性能优良等优点,在中小功率直流电动机调速系统中获得了广泛的应用。

有关直流传动系统电源的拓扑结构、基本原理和控制方法等内容详见第10篇第2章。

9.2 电力电子技术在交流传动中的应用

直流调速系统的主要优点在于调速范围宽、静差率小、稳定性好以及具有良好的动态性能。在相当长的时期内,高性能的调速系统几乎都采用直流调速系统。但是,直流调速系统却解决不了直流电动机本身的换向问题和在恶劣环境下的不适用问题,同时制造大容量、高转速及高电压直流电动机也十分困难,这就限制了直流拖动系统的进一步发展。

交流调速系统与直流调速系统相比具有如下优点:①容

量大、转速高且耐高压；②交流电动机的体积、质量、价格比同等容量的直流电动机小，而且结构简单、惯性小；③交流电动机环境适应性强，坚固耐用；④交流调速系统节能显著。近年来交流调速系统性能有了很大的提高，已经达到甚至超过直流调速系统的性能指标，因此交流调速系统得到了广泛的应用，已经取代直流调速系统成为电气传动的主流。

交流电动机有异步电动机（即感应电动机）和同步电动机两大类，每种电动机又都有不同类型的调速方法。

9.2.1 异步电动机调速系统

异步电动机调速方法种类繁多，常见的有降电压调速、转差离合器调速、转子串电阻调速、变极对数调速和变频调速等。在上述调速方法中，变频调速系统应用最广。

变频调速具有调速范围宽、稳定性好、快速响应及节能效果明显等良好性能，已在钢铁、冶金、石油、化工、纺织、化纤、轻工、造纸、橡胶、塑料、电力、水利等行业中得到广泛应用。低压电动机变频调速应用已非常普及和成熟，高压电动机变频调速也正在被人们关注和逐步应用。

电力电子变频器是变频调速系统的主要设备。异步电动机的变频调速系统需要同时控制电压幅值和频率的交流电源，而电网提供的是恒压恒频的电源，因此需要配置变压变频器，又称 VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) 装置。最早的 VVVF 装置是旋转变频机组，即由直流电动机拖动交流同步发电机构成的系统，通过调节直流电动机的转速等就能控制交流发电机输出的电压和频率。自从电力电子器件获得广泛应用以后，旋转变频机组已经无例外地被静止的变频器所取代。

从整体结构上看，电力电子变频器可分为交-直-交变频器和交-交变频器两大类。交-直-交变频器先将工频交流电源通过整流器变换成直流，再通过逆变器变换成可控频率和电压的交流。由于这类变频器有一个中间直流环节，又称为间接式变频器。变频器的结构一般采用二极管整流，SPWM（正弦波脉宽调制）逆变器调频调压。交-直-交变频器系统电网电流波形畸变小，功率因数较高，逆变器动态响应好，

交流电动机电流波形接近正弦波，谐波分量小，电动机脉动转矩小，运行平稳，应用最为广泛。

交-交变频器没有明显的中间直流环节，工频电网交流电源被直接变换成电压和频率可调的交流电输出，因此又称为直接变频器。直接变频器的主电路由不同的晶闸管整流电路组合而成。直接变频器效率高，低频输出时波形好，易于实现功率回馈，广泛用于低速大容量交流电动机调速系统中。

异步电动机变频调速系统的控制方法有恒压频比控制、矢量控制和直接转矩控制等。恒压频比控制具有良好的稳态特性，电路简单、控制方便，但动态特性较差，广泛应用在风机、水泵类和一般的调速系统中。矢量控制和直接转矩控制异步电动机调速系统具有优良的动、静态特性，虽然控制系统复杂，技术难度大，但随着微电子技术、计算机技术和电力电子技术的发展，上述问题也不再存在。目前，矢量控制异步电动机变频调速系统得到了普遍应用。

异步电动机变频调速系统详细内容参见第10篇第3、第4章。

9.2.2 同步电动机调速系统

同步电动机没有转差，也没有转差功率，转子极对数又是固定的，因此只能采用变频调速。在同步电动机变频调速系统中，就频率控制的方法而言，可以分为他控变频和自控变频两大类。用独立的变频装置给同步电动机供电的系统称为他控变频调速系统，用电动机本身轴上所带转子位置检测器或电动机反电动势波形提供的转子位置信号来控制变频装置换流时刻的系统，称为自控变频调速系统。大型同步电动机转子上一般都有励磁绕组，通过滑环由直流励磁电源供电，或者由交流励磁发电机经过与转子一起旋转的整流器供电。对于经常在高速运行的机械设备，常用交-直-交流型变频器供电；而用于低速电力拖动系统，如无齿轮传动的可逆轧机、矿井提升机、水泥窑等，一般由交-交变频器供电。同步电动机变频调速的原理以及所用的变频装置都和异步电动机变频调速系统类似，其具体内容详见第10篇第3、第4章。

第2章 开关电源

1 开关电源及其分类

常用的电源包括交流电源和直流电源两大类，每一类又可分为稳压电源、稳流电源、稳功率电源等。我们在本章探讨的开关电源，从广义上讲，是指采用半导体功率器件作为开关，将一种电源形态转变为另一种电源形态，在转变过程中采用闭环控制稳定输出并具有保护环节的变流器电路。为了更好说明开关电源的由来，以下先讨论其前身——串联型线性稳压电源。

串联型线性稳压电源原理如图 8.2-1 所示，它是由一个工作在线性区的晶体管与负载串联构成，晶体管相当于一个可变电阻。采样电压环节对输出电压进行采样并输入到误差放大器与基准电压进行比较，经放大后驱动串联的功率晶体管。这种电压负反馈控制在输出电压由于输入电压或输出负载的变化而变化时，可以通过调整串联晶体管的等效电阻，使输出电压保持不变。

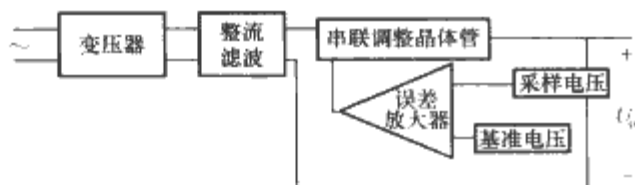


图 8.2-1 串联型线性稳压电源原理

直到 20 世纪 60 年代初，这种简单的串联型线性稳压电源一直是电源工业的主要产品。但是这种电源存在明显的缺点：它只能实现降压，它的输出与输入之间有公共端，通常还需要另加电路来实现输出与输入间的隔离；串联晶体管工作在放大状态，等效为一个可变电阻，功耗大，电源效率低，并且存在温升、散热问题；采用的工频变压器体积笨重、质量大。这种线性稳压电源的功率密度一般仅为 $0.2 \sim 0.3 \text{ W/in}^3$ ，难以满足现代电子装置工作电源效率高、体积小、质量小的发展趋势。首先得到应用发展的是晶体管串联开关稳压电源，其原理示意图如图 8.2-2 所示，快速功率晶体管串于输入与输出之间，工作在开关状态，采样得到输出电压的变化量，与基准电压经误差放大器比较放大后，通过电压/脉冲转换器，调整开关晶体管的导通关断时间从而控制输出直流电压的平均值。该电源与线性稳压电源的一个重要不同就是功率晶体管工作在饱和导通和截止两种开关状态。

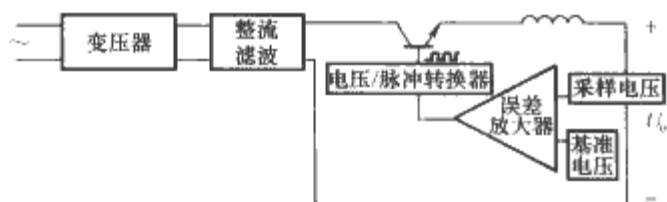


图 8.2-2 晶体管串联开关稳压电源原理示意图

半导体技术与大功率开关器件的发展，为取消稳压电源中的工频变压器，发展高频开关电源创造了条件。如图 8.2-3 所示为无工频变压器开关电源原理框图。其基本工作原理是：交流输入电压经输入滤波和输入整流滤波得到一个

直流电压，通过功率变换电路将直流电压逆变成高频交流电压，经高频变压器隔离，输出所需的高频交流电压，最后经输出整流滤波得到稳定可靠的直流电压。框图中的各个部分功能原理简述如下：

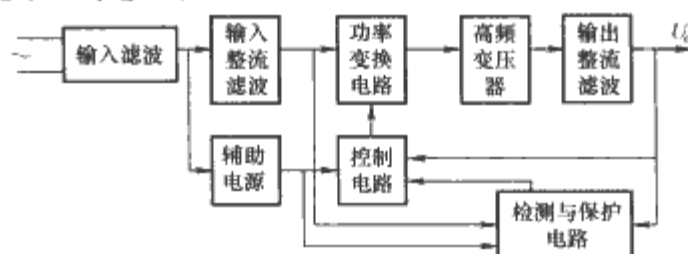


图 8.2-3 无工频变压器开关电源原理框图

(1) 输入滤波器。过滤来自电网的各种干扰，如电动机起动、电器开关的合上与关断等产生的尖峰干扰，同时也可以防止开关电源产生的高频噪声反馈到公共电网而污染电网。

(2) 输入整流滤波器。将电网输入的交流电直接整流滤波，为下一级功率变换电路提供较平滑的直流电，同时在电网瞬时停电时，滤波电容存储的能量可以使开关电源的直流输出维持一定的时间（毫秒级）。

(3) 功率变换电路及高频变压器。将直流电压逆变成高频交流电，同时利用高频变压器实现输入和输出的隔离、交流电压幅度的控制、多路隔离输出。这部分是开关电源关键性环节，也是本章叙述的重点。

(4) 输出整流滤波。将经过高频变压器隔离的交流电整流和滤波得到所需的直流电压，同时还可以防止高频噪声对负载的干扰。

(5) 控制电路。对输出电量采样，通过与设定基准的比较，控制功率变换电路中功率开关器件工作状态，保证输出电压的稳定。这部分也是开关电源关键性环节，也是本章叙述的重点。

(6) 检测与保护电路。显示或监控开关电源的各种参数（电压、电流、工作状态等），同时实现过电压、过电流、过温升时对开关电源及负载的保护。

(7) 辅助电源。提供所有单元电路正常工作所需的直流电源。

高频化、小型化、模块化、数字智能化和“绿色”化是开关电源的发展方向。高频化是小型化和模块化的基础，目前开关电源的开关频率可达数百 kHz 到数 MHz，这得益于新型高速开关器件的应用以及新型软开关拓扑结构的完善与发展。小型化的一个重要指标就是功率体积比（功率密度）， 50 W/in^3 的开关电源早已上市，目前已向 120 W/in^3 发展。模块化与小型化是密不可分的，通常所说的模块化可以包含两方面含义：①功率器件的模块化；②电源单元的模块化。在大功率的开关电源应用场合，由于器件容量的限制和增加冗余提高可靠性方面的考虑，一般可采用多个独立的模块单元并联工作，采用均流技术，由所有的模块来共同承担负载电流，一旦其中某个模块失效，其他模块再均分其电流。这样不仅可以在有限的器件容量下满足大功率输出要求，提高

了装置的功率容量,而且通过增加相对于整个系统来说功率很小的冗余电源模块,极大地提高了整个系统的可靠性和使用灵活性。数字智能化是简便操作使用和维护的基础,无人值守的电源机房、航空航天器电源系统等都要求电源的高度智能化,以实现正常工作、故障应急以及危险情况下对电源的自动管理。“绿色”化来源于“没有污染”的意思。开关电源的“绿色”化,除了节能节电外,还包含电源装置系统对周围环境的电磁干扰以及对电网的污染问题,如何提高电源的功率因数,减少谐波电流对电网污染以及提高电源效率成为该领域研究一个热点。

我们知道开关电源的核心是功率变流器,利用功率变流器可以实现一种电能转变为另一种或多种形式的电能。通常按照转换电能的种类可以分为四种:①直流-直流变流器:它是将一种直流电能转变为另一种或多种直流电能的变流器,是直流开关电源的主要部件;②逆变器:它是将直流电转换为交流电的电能变流器,是交流开关电源和不间断电源的主要部件;③整流器:它是将交流电转换成直流电的电能转换器;④交交变频器:它是将一种频率的交流电转换为另一种恒定频率或可变频率的交流电,或是将变频交流电直接转换恒定频率交流电的电能转换器。这四种变流器既可以实现能量的单方向传送也可以实现能量的双向传送。这一章叙述的重点是直流-直流变流器。

对于直流-直流变流器,按输入与输出是否有电气隔离可以分为带隔离的直流变流器和不隔离的直流变流器两种。

不隔离的直流变流器按所用有源功率器件的个数,可以分为单管、双管和四管三类直流变流器。常见的单管变流器有降压式(Buck)变流器和升压式(Boost)变流器,由这两种变流器可以派生出升降压(Buck-Boost)变流器、Cuk变流器、Zeta变流器和Sepic变流器等。双管变流器主要有双管串联的升降压(Buck-Boost)变流器。四管变流器主要是指全桥直流变流器(Full-bridge converter)。

带隔离的变流器同样可按照有源功率器件的个数来分类。单管的有正激式(Forward)和反激式(Flyback)两种,双管的有双管正激(Double transistor forward converter)、双管反激(Double transistor flyback converter)、推挽(Push-pull converter)和半桥(Half-bridge converter)等四种。四管直流变流器主要指全桥直流变流器(Full-bridge converter)。带隔离的变流器可以实现多路不同的电压输出。

如果按开关管的开关条件,可以把直流变流器分为硬开关(Hard switching)和软开关(Soft switching)两类。常见的软开关直流变流器包括谐振变流器(Resonant Converter, RC)、准谐振变流器(Quasi Resonant Converter, QRC)、多谐振变流器(Multi Resonant Converter, MRC)、零电压开关PWM变流器(ZVS PWM Converter)、零电流开关PWM变流器(ZCS PWM Converter)、零电压转换(Zero Voltage Transition, ZVT)PWM变流器、零电流转换(Zero Current Transition, ZCT)PWM变流器等。硬开关直流变流器的功率开关管是在承受电压或流过工作电流的条件下接通或断开开关器件的,因此在开通或关断过程中有较大的开关损耗。当变流器工作状态一定时,开关管开通或关断一次的损耗也是一定的,因此若开关的频率越高,开关损耗也越大。同时,考虑到在开关过程中电路分布电感和寄生电容由于发生谐振,产生了附加的损耗。因此,对于硬开关直流变流器开关频率不能太高。软开关直流变流器的功率开关管在开通或关断过程中,可以实现零电压开关(Zero-voltage-switching, ZVS)或零电流开关(Zero-current-switch-

ing, ZCS)。采用这种开关方式,可以明显减少开关损耗和开关过程中的振荡,因此可以大大提高开关频率,为直流变流器的小型化和模块化创造了条件。功率器件IGBT在关断时的电流拖尾导致较大的关断损耗,如果能够在关断前使它的电流降为零,则可以显著地减少其开关损耗,因此对于IGBT构成的直流变流器常采用零电流关断方式。功率器件MOSFET有较高的开关速度,但也存在较大的寄生电容。当它在关断时,在外电压作用下,其寄生电容将充电,如果在开通前不把这部分电荷放掉,将引起较大的容性开通损耗,因此对于由MOSFET构成的直流变流器,常采用零电压开通方式。

2 开关电源的控制

在直流变换开关电源系统中,控制电路和主电路的选择非常重要。控制电路的设计往往受到主电路拓扑结构、开关器件类型、开关器件工作频率的影响,同时还取决于所选用的功率变换控制技术的种类,主电路在本书的其他章节已有详细介绍,本章不再重复,主要介绍其控制技术。

由于开环控制系统的输出在电网电压和负载发生变化时,输出无法稳定,控制效果差,因此实际的开关电源控制系统都采用闭环控制。开关电源控制系统可以有多种的结构形式,都可用图8.2-4示意。图中时间比例控制及脉冲形成环节通常采用占空比调节控制技术,包括脉宽调制(PWM)和脉频调制(PFM),可以看作一个线性比例环节。在这里主要介绍常用的电压型PWM控制和电流型PWM控制。

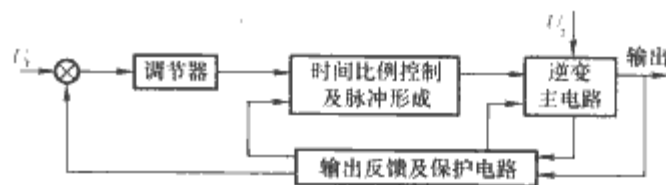


图 8.2-4 开关电源控制系统结构框图

2.1 电压型 PWM 控制技术

电压型 PWM 控制系统结构原理如图 8.2-5 所示,将变流器的输出电压反馈信号与基准给定 U_r 进行比较,经误差放大器(可以是 PI 调节器、PID 调节器等)后得到控制信号 U_c ,该信号与载波比较后得到控制变流器开关的脉冲占空比 $D \approx K_1 U_c$ 。变流器的主电路可以是以上介绍的各种拓扑形式,隔离变压器变比 $U_1/U_2 = N$,对于非隔离方式结构 $N=1$;LC 为输出低通滤波器,对不同的控制系统,LC 参数有较大差别; R_1 、 R_2 为输出电压反馈电路,则

$$K_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

对于图 8.2-5 可以画成传递函数形式,如图 8.2-6 所示,则可得开环传递函数为

$$G(s)H(s) = \frac{K_1 K_2 G_1(s)}{N(s^2 LC + 1)} \quad (8.2-1)$$

其闭环传递函数为

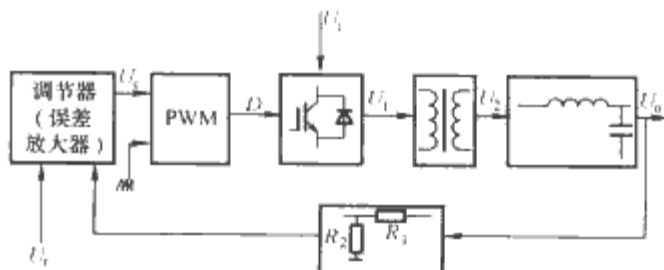


图 8.2-5 电压型 PWM 控制系统结构原理

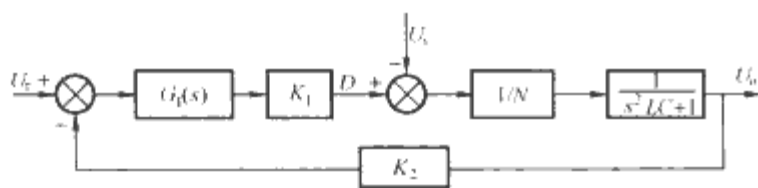


图 8.2-6 电压型 PWM 控制系统传递函数

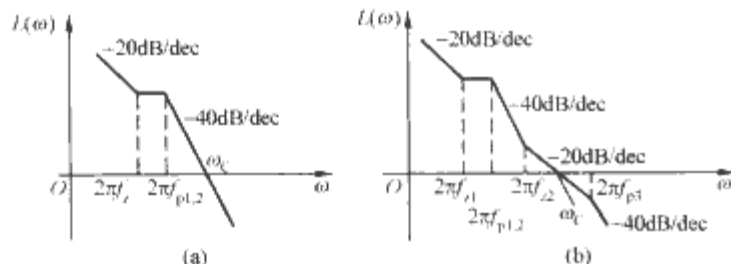
$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{K_1 G_1(s) \cdot 1/N}{s^2 LC + K_1 K_2 G_1(s) \cdot 1/N + 1} \quad (8.2-2)$$

可见，该系统为有条件稳定的二阶系统。输出滤波参数 LC 一般较大，谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 较低。该系统的幅频特性

曲线如图 8.2-7(a) 所示。系统在中频段以 -40dB/dec 的斜率穿越横坐标，不符合稳定性的要求。采用 PI 调节器也只是为了减小稳态误差，零点很低，在中频段仍然以 -40dB/dec 的斜率穿越横坐标。为此，系统需要进行校正。在中频段加一个串联的超前校正环节，使其开环幅频特性低、中、高频段都能满足要求，如图 8.2-7(b) 所示。如果截止频率 ω_c 太小，则系统的动态响应速度太慢；如果截止频率 ω_c 太大，则系统的稳定性就差。一般设置时应满足下式

$$\omega_c = (1/4 \sim 1/5)2\pi f_s \quad (8.2-3)$$

式中： f_s 为逆变开关频率。

图 8.2-7 电压型 PWM 控制系统幅频特性曲线
(a) 无校正网络；(b) 有校正网络

电压型 PWM 控制技术的特点为：①单闭环反馈控制形式，设计比较容易；②当输入电源电压、负载、功率电路元器件参数发生变化时，只有输出电压发生变化时，反馈环路才能发挥其调节功能，动态响应速度慢；③输出滤波器为控制环路增加了两个极点，因此需要降低误差放大器的主极点低频响应，或者在补偿网络中增添一个零点；④环路增益随输入电压变化，从而使得补偿更加复杂；⑤由于采用了高增益、宽频带的运放，一方面可以降低系统静态误差、功率电路大时间常数和信号传递延迟对系统动态响应速度的影响，但另一方面使得系统的稳定性能变差，即系统的静态性能、快速性与稳定性之间存在矛盾。

为了解决电压控制系统的这些矛盾，可以采用增加电流反馈校正的方式组成双环控制系统，即电流型 PWM 控制系统。

2.2 电流型 PWM 控制技术

在电压型 PWM 控制系统中，增加检测输出电感器 L 上的电流变化量，让其参与 PWM 的调节，形成一个内部的电流反馈环，组成电压、电流双闭环控制系统，如图 8.2-8 所示。

电流型 PWM 控制技术可以分为峰值电流型控制和平均电流型控制两种，它们检测并反馈的分别是一个导通周期 T_{ON} 内电流变化的峰值和平均值。峰值电流型控制系统方便、快速，但需要稳定性补偿；平均电流型控制系统稳定可靠，但是反应速度慢且控制较为复杂。实际应用中，峰值电

流型控制模式比平均电流控制模式具有更强的普遍性，应用更为广泛。

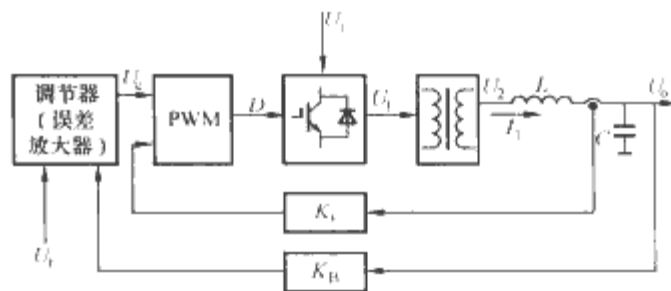


图 8.2-8 电压、电流双闭环控制系统

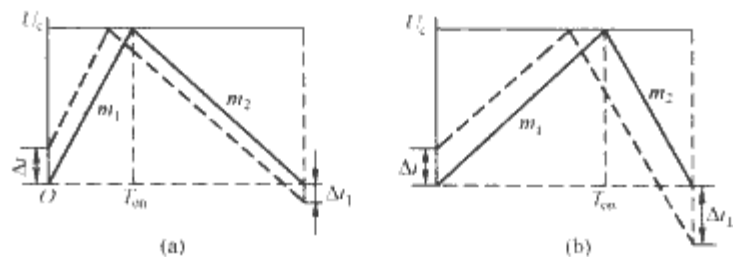
2.2.1 峰值电流型控制技术

峰值电流型控制技术通常包括恒定截止时间、恒定导通时间、恒定开通时刻、恒定关断时刻和恒定迟滞环宽等五种。它们都是检测并将电感电流或功率开关电流作为电流内环的反馈信号与电压外环的输出信号（电流给定信号），经比较器比较后，控制功率开关的占空比，使电流峰值直接跟随电压反馈回路中误差放大器输出信号的变化。

峰值电流型控制技术的优点为：①当输入电压或负载变化引起输出电压变化时，将引起电感电流变化率的改变，使得占空比发生改变，可以起到电压前馈控制作用，电压反馈外环的瞬态响应速度仅取决于滤波电容和负载的性质，具有快速的动态响应性能；②电流内环是一个高度稳定的自激系统，同时整个系统也具有高度稳定性；③由于系统具有高度稳定性和快速的动态响应，反馈环路的增益可以设计得很大，保证输出电压具有很高的静态精度；④具有内在的对功率开关的电流控制和限流能力，过载及短路能力强。

同时，峰值电流型控制系统的噪声免疫力较差。当电感电流达到电流给定值时，功率开关状态就要发生变化。功率开关每开关一次，就会产生一个噪声尖峰，耦合到控制电路的小扰动会使其立即关断，产生较大纹波的次谐波。特别是在输入电压较低时，这种控制技术对噪声尤为敏感。

峰值电流型控制系统的收敛性分两种：占空比 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 。在这两种情况下，系统接受扰动时的稳定性表现是不一样的，如图 8.2-9 所示。由图 8.2-9(a) 可见，当 $D < 0.5$ 时，如果有一个扰动 Δi ，经一个周期后产生的电感电流变化量 $\Delta i_L < \Delta i$ ，系统是收敛稳定的。由图 8.2-9(b) 可见，当 $D > 0.5$ 时，如果有一个扰动 Δi ，经一个周期后产生的电感电流变化量 $\Delta i_L > \Delta i$ ，显然系统是发散的，也是不稳定的，而且 D 越大，系统越不稳定，需要采用电流斜波进行补偿。斜波补偿的实质就是对电感电流上升的斜率进行补偿。加大等效的 m_1 ，相当于人为减小了占空比，等效为 $D < 0.5$ 的情况。

图 8.2-9 不同占空比时对电流扰动的响应情况
(a) $D < 0.5$ ；(b) $D > 0.5$

斜波补偿通常有两种方法：①在误差电压 U_c 处加一个由振荡器提供的斜波，其原理如图 8.2-10(a) 所示，补偿斜波的斜率 m 等于或略大于 $m_2/2$ ， $\Delta i_L = \Delta i (m_2 - m) / (m_1 - m)$ ，这样电流扰动会减小到零；②电感电流取样处加一个由振荡器提供的斜波，其原理如图 8.2-10(b) 所示，电感电流反馈信号

的变化率增大,再与平滑的误差电压 U_c 比较,也可以有效保证电路工作的稳定性。

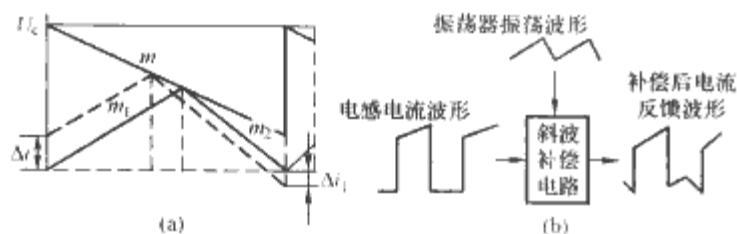


图 8.2-10 峰值电流控制斜坡补偿方法
(a)斜坡补偿原理；(b)电感电流波形

峰值电流控制技术通常是通过控制电感电流来控制输出电流,将它应用到 Buck 变流器中效果最好。但是对于 Boost 或 Buck-Boost 变流器结构,控制的电流就不是输出电流,峰值电流型控制技术的许多优点就不再存在。同样,对于电感位于输入侧的 Boost 变流器,非常适合于高功率因数前置调节器输入电流的控制,而对于 Buck 或 Buck-Boost 变流器结构,其电感不在输入侧,就不太适合于用来控制输入电流。可见,峰值电流控制技术存在电路拓扑的适应能力。因此,峰值电流型控制技术虽然有前面所述的优点,同样存在如下缺点:①采用双环控制增加了电路设计的难度;②占空比大于 0.5 时,必须通过斜坡补偿提高稳定性;③存在较大的电感电流峰值和平均值误差;④因控制环控制电流,负载调整率变差,变流器多路输出时需要耦合电感实现交叉调节;⑤电路拓扑的适应能力差。

峰值电流型控制硬开关 PWM 已有专用的集成芯片。典型的有 UC184X/284X/384X 系列。其中 UC1842/3/4/5 为单端输出型,UC1846/7 为双端输出型。这些芯片性价比高,外电路接线简单,所用元器件少,调试简便。具体的芯片功能介绍可参阅相关产品手册。

2.2.2 平均值电流型控制技术

平均值电流型控制技术将高增益的积分电流误差放大器(CA)引入电流环,有效地克服了峰值电流型控制技术中电流环增益低的缺陷。将电感电流检测电阻上获取的电压信号作为电流内环的反馈信号与电压外环的输出信号(电流给定信号)比较,经电流误差放大器放大后,在 PWM 比较器输入端与振荡器产生幅度较大的锯齿波(三角波)比较,控制功率开关的占空比。通过电流环 CA 的补偿网络可以优化设计电流环的增益—带宽特性。

平均值电流型控制技术的特点为:①平均电流可以精确跟踪电流给定,这在高功率因数前置调节器中尤为重要,即使采用较小的电感,其 THD 也可达到小于 3%,而且即使电流减小到工作在电流断续模式,平均值电流控制依然能很好地起作用,而电压控制外环不受工作模式变化的影响;②不需要斜坡补偿,但是为了使系统稳定,开关频率处的环路增益要受到限制;③可检测控制变流器任意支路的电流,因而可以精确控制 Buck、Buck-Boost 变流器的输入电流和 Boost、Buck-Boost 变流器的输出电流;④动态响应速度、控制的简便程度和应用广泛性等方面不及峰值电流型控制技术。

在高频有源 PFC 专用集成芯片(如 UC3854 等)的内部大多采用了平均电流型控制方式实现定频电流控制,稳定性高,失真小且无需对电流作斜率补偿就能精确维持总线输入电流的正弦化。有关这类芯片的结构特点可参阅相关的手册介绍。

2.2.3 其他的数字控制技术

随着微电子集成技术的发展,基于微处理器和 DSP 的

数字控制技术在开关电源系统中的应用越来越广泛。鉴于目前数字控制芯片的运算速度,将数字控制与模拟控制有效地结合,可以在很大程度上简化控制,提高可靠性,使得整个系统的控制更加完美。数字智能化控制技术的发展与微处理器技术的发展是密切相关的。

(1) PID 控制。PID 控制是通过比例、积分、微分电路来实现对被控对象的控制,是最早发展起来的控制策略之一。由于其算法简单,鲁棒性和可靠性高,被广泛应用于工业控制领域,也是开关电源变流器中最典型的一种控制方法。但是由于数字 PID 控制参数整定比较困难,控制过程较慢,在对动态性能要求较高的控制场合, PID 控制就不太适合。

(2) 滑模变结构控制。滑模变结构控制最大的优点是对参数变化及外界干扰的不敏感性,即强的鲁棒性及其固有的开关特性,将其用于电力电子变流器的控制有其天然的合理性。因为构成各种变流器的电子开关所产生的不连续性,使得各类电力电子变流器正好被描述成变结构系统。

基于微处理器的离散滑模控制使得逆变器的输出波形有较好的暂态响应,但系统的稳定性却不够理想。具有前馈控制的离散滑模控制系统,其暂态性能和稳态精度都得到提高,但当出现过载时,滑模控制器的负担将变得非常重。采用自校正离散滑模变结构控制则可以解决这个问题,其控制器由参数自适应的线性前馈控制器和非线性滑模控制器组成,滑模控制器仅在负载导致输出电压变化时才产生控制力,稳态的控制力主要由前馈控制器提供,滑模控制器的切换面是根据优化准则进行设计的。

可见,滑模控制虽然具有快速性和强鲁棒性的优点,但其控制系统稳定性能不好,理想滑模切换面难以选择,控制效果受采样率的影响。

(3) 预测电流控制。预测电流控制是通过输入电压和输入电流的采样,利用前一时刻的指令电流值和实际补偿电流值,根据控制理论计算出变流器在下一时刻应满足的开关模式及脉冲占空比作用于下一个周期,使得实际电流在一个周期内跟踪参考电流,实现快速的动态响应性能。

预测电流控制是开关频率固定的一种全数字化控制技术。其优点在于数学推导严密、跟踪无过冲、动态性能好、电流谐波小、功率开关器件应力小、易于计算机执行等;缺点是要求较高的采样频率,在低的采样频率下,会产生周期性的电流误差。

(4) 无差拍控制。无差拍控制是一种基于微处理器实现的 PWM 方案,它是根据变流器系统的状态方程和输出反馈信号来计算下一个采样周期的脉冲宽度。

无差拍控制的优点是:①暂态响应快,仅为几个开关周期时间;②波形畸变率小,即使开关频率不是很高,同样能得到较好的输出波形品质;③输出电压的相位与负载关系不大,可以通过调节逆变桥的输出相位来补偿 LC 滤波器的相位延时。

无差拍控制的缺点是:①系统的鲁棒性不强,负载变化、非线性负载或温度、运行条件等引起参数波动时,易造成系统的不稳定或输出性能恶化;②系统瞬态超调量较大;③系统的误差与调制比、输出滤波器的参数有关。

其他一些与现代控制理论相关的数字控制方法如状态反馈控制(极点配置)、二次型最优控制、模糊控制和神经网络控制等,都已经成功地应用在变流器电路中,在此不一一赘述。相关的数字化控制技术在电力电子中应用的详细介绍可参阅第 2 卷第 5 篇中相关章节。

3 软开关技术和功率因数校正技术

3.1 开关电源中的软开关技术

近年来,在直流变流器中软开关功率变换技术的应用取得了很大的进展。20世纪60年代以来,在直流变流器中广泛应用的是PWM变换技术,而这种PWM技术属于硬开关技术。也就是说,功率开关管上的电压或电流不为零时,强迫开关管开通或关断,而半导体功率开关器件并不是理想器件。在开通时,开关管上的电压不会立即下降到零,存在一个下降时间,同时它的电流也不会立即上升到负载电流,也存在一个上升时间。在这段时间里,电压和电流就有一个交叠区,产生损耗,称之为开通损耗。同样,在关断时,开关管上的电压不会立即上升到电源电压,存在一个上升时间,同时它的电流也不会立即下降到零,也存在一个下降时间。在这段时间里,电压和电流也有一个交叠区,产生损耗,称之为关断损耗。我们把开关管在开关工作中产生的开通损耗和关断损耗统称为开关损耗。这种开关损耗与开关的工作频率成正比。硬开关的开关损耗限制了其开关频率的进一步提高。此外,由于杂散电感、分布电容以及功率二极管反向恢复等作用的影响,使得开关管的工作范围可能超出其安全工作区,其开关轨迹如图8.2-11(a)所示。

软开关技术是指开关管在开通或关断过程中,其电压或电流为零,从而使开关过程中开关器件的损耗接近于零。其开关轨迹如图8.2-11(b)所示,可以看出此时开关管的工作范围不会超出安全工作区。

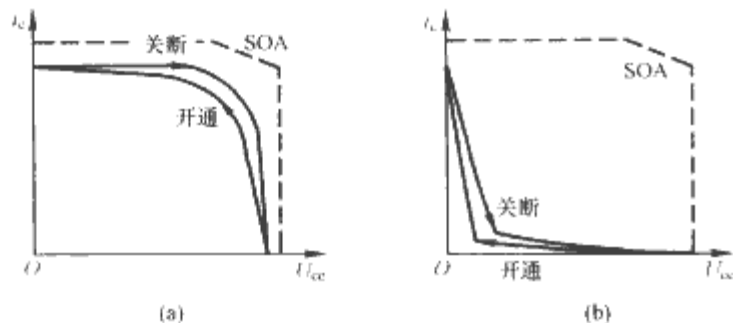


图 8.2-11 开关管工作在不同开关条件下的开关轨迹
(a) 硬开关的开关轨迹; (b) 软开关的开关轨迹

软开关技术的实质是在硬开关上增加电感 L_r 与电容 C_r 构成谐振电路。如图 8.2-12 所示,在开关换流时,利用 L_r 与 C_r 谐振来迫使开关上的电流或电压下降为零。根据开关过程中开关管的电压为零或电流为零,软开关方式可划分为零电压开关 ZVS(Zero Voltage Switching)工作方式和零电流开关 ZCS(Zero Current Switching)工作方式。图 8.2-12(a) 表示一个硬开关,图 8.2-12(b)与 8.2-12(c)中, L_r 与 C_r 分别组成了并联和串联谐振电路。在 8.2-12(b)中,当 L_r 上的电流为零时,使开关管 T 开通或关断,则开关管 T 实现了 ZCS 工作方式;在 8.2-12(c)中,当 C_r 上的电压为零时使开关管 T 开通或关断,则开关管 T 实现了 ZVS 工作方式。

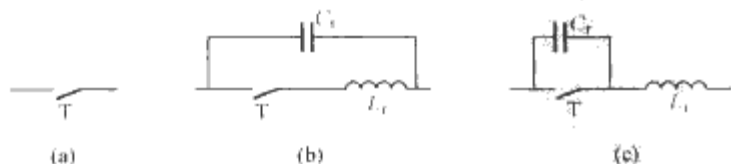


图 8.2-12 PWM 开关与谐振开关示意图
(a) PWM 开关; (b) ZCS 谐振开关; (c) ZVS 谐振开关

用图 8.2-12(b)和图 8.2-12(c)所示的 ZCS 谐振开关或 ZVS 谐振开关代替电路中的 PWM 开关,即可得到准谐振变

流器 QRCs(Quasi-Resonant Converters),这类变流器的特点是电路工作在谐振的时间只占一个开关周期中的一部分。由于准谐振变流器不能使电路中的有源开关和二极管同时具有软开关条件,之后发展了多谐振变流器 MRCs(Multi-Resonant Converters),多谐振变流器电路中谐振拓扑和参数不止一个,多谐振变流器一般实现开关管的零电压开关。在准谐振变流器和多谐振变流器中,为了保持输出电压在各种运行条件下基本不变,必须采用变频控制,控制方式比 PWM 复杂,而且变压器和滤波器的设计相当困难。为此,发展提出了零电压开关 PWM 变流器(Zero-Voltage-Switching PWM Converters)和零电流开关 PWM 变流器(Zero-Current-Switching PWM Converters)。这种类型的变流器,将准谐振变流器与常规的 PWM 变流器相结合,通过附加的辅助有源开关阻断谐振过程,使电路在一个周期中,一部分时间按 ZVS 或 ZCS 准谐振方式运行,另一部分时间按 PWM 方式运行,既具有软开关的特点,又具有 PWM 恒频占空比调节的特点。谐振元件的谐振工作时间与开关周期相比很短,一般为开关周期的 $1/10 \sim 1/5$ 。由于在零电压开关 PWM 变流器和零电流开关 PWM 变流器中,谐振电感串联在主电路中,因此软开关条件受电源电压与负载电流变化的影响,在轻载下有可能失去零开关条件。为了解决这些问题,提出了零电压转换 ZVT(Zero Voltage Transition) PWM 变流器和零电流转换 ZCT(Zero Current Transition) PWM 变流器。这里所谓的零转换 PWM 变流器是指在电路中将谐振网络与主开关并联,电路中环路能量被自动保持在较小数值,而且软开关条件与输入电压和输出负载的变化无关。

在直流开关电源的软开关技术中,还有无源无损软开关技术,即不附加有源器件,只是采用电感、电容和二极管来构成无损缓冲网络。

上述的各种软开关变换技术在实际直流变流器的设计上正获得越来越广泛的应用。比较典型的有:零电压开关或零电流开关的正激式、反激式、正反激组合式变换电路,全桥移相式 ZVS 变换电路,全桥移相式 ZVZCS 变换电路以及采用 ZVT、ZCT 技术的有源功率因数校正电路等。所有这些应用表现出了软开关技术在直流变流器电路中良好的应用前景,使得直流开关变流器可以实现更高的效率、更高的功率密度和更高的可靠性。同时有效地减少了电能变换装置引起的电磁污染和环境污染。更详尽的有关软开关电路原理过程分析,读者可以参阅第 2 卷第 6 篇《电力电子软开关技术》中相关内容。

3.2 功率因数校正技术

3.2.1 功率因数和 THD

在电工原理中针对线性电路的功率因数习惯上用 $\cos \varphi$ 来表示, φ 为正弦电压与正弦电流间的相角位差。但是我们知道在整流电路中由于二极管的非线性,虽然输入电压为正弦,而电流却是严重畸变的非正弦,因此在这里线性电路功率因数的计算就不再适用。在这里以 PF(Power Factor)表示功率因数。定义 PF 为输入有功功率与视在功率之比,即

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi = \gamma \cos \varphi \quad (8.2-4)$$

式中: $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}$ 表示输入电流的有效值; I_1 表示电流基波分量有效值; φ 表示基波电流与电压的相位差; $\cos \varphi$ 表示相移因数; $\gamma = \frac{I_1}{I}$ 表示畸变因数。可见,功率因数表示为相移因数与畸变因数的乘积。

功率因数校正 PFC(Power Factor Corrector)技术就是通过一定措施,使输入滤波电流连续,并尽可能接近于电压波形即正弦波,或者也可认为使输入电流的谐波分量尽量小,提高功率因数。总谐波畸变 THD 可以定义为

$$THD = \frac{I_h}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2 + \dots}}{I_1} \quad (8.2-5)$$

式中: I_h 表示电流所有谐波分量总有效值。由式(8.2-4)、式(8.2-5)可得 $\gamma = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}}$, 若相位差 $\varphi = 0$, 则 $PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}}$ 。

3.2.2 有源功率因数校正器

PFC 技术可以分为无源输入滤波 PFC 和有源输入滤波的 APFC。无源输入滤波 PFC 电路实际上就是在交流输入端采用 LC 滤波电路来平滑输入电流,但这种电路的效果不是很好,一般单相无源 PFC 的功率因数达不到 0.94,三相无源 PFC 的功率因数也达不到 0.95。为了进一步提高功率因数,通常采用有源输入滤波的 PFC。

从理论上说,任何一种直流变流器的拓扑,如 Buck、Boost、Flyback、Sepic 等都可以作为 APFC 的主电路。根据不控整流桥与开关管间的连接方式不同,这种由一个有源开关器件构成的 APFC 电路可以划分为电感输入式和电容输入式。Boost 电路是一种典型的电感输入式电压型电路,其输出端电压近似恒定,开关管与整流桥输出端间串联输入电感,为了得到高功率因数的性能,需要控制输入端电感电流接近正弦波; Buck 电路是一种典型的电容输入式电流型电路,其输出端电流近似恒定,开关管与整流桥输出端间并联输入电容,为了得到高功率因数的性能,需要输入端电容的电压接近正弦波。考虑到 Boost 变流器的特殊优点,在实际中 Boost 有源功率因数校正器具有更广泛的应用。

Boost APFC 电路结构示意图如图 8.2-13 所示。在单相不控整流电路与负载之间加入 Boost 电路。Boost 电路要完成功率因数校正,需要对输入电流进行整形,要连续监控和调节电感中的电流,使之能跟随经整流后的单相输入正弦电压,并与之成正比。另一方面,为了调节输出电压,利用乘法器同时由输入交流电压与输出直流电压来调控正弦基准电流,完成正确的 SPWM 是实现 PFC 的关键,保证输入电流 i_L 为近似正弦波。

假定电路中输入电感 L 足够大,保证输入电流 i_L 连续,电路工作在电流连续工作模式,输出电容 C_o 足够大,保证输出电压近似为恒定值 U_o 。电网电压 U_i 为

$$U_i = U_m \sin \omega t$$

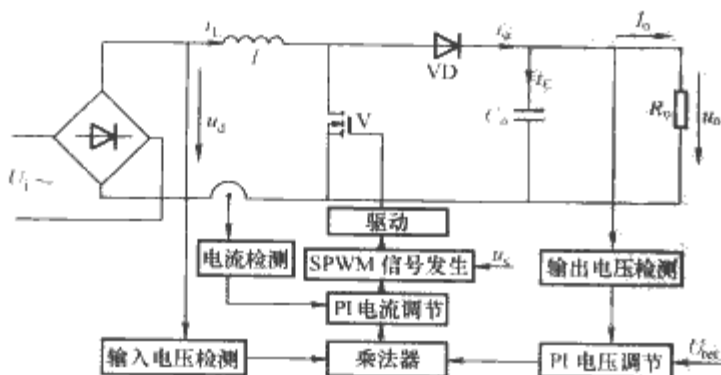


图 8.2-13 Boost APFC 电路结构示意图

(1) 当开关管 V 导通,二极管 VD 截止时,电感 L 的端电压 u_L 可表示为

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = u_d = U_m |\sin \omega t| > 0 \quad (8.2-6)$$

电感电流按电网电压的正弦变化规律上升,电感储能增加。由于二极管 VD 截止, $i_o = 0$, 电容放电维持输出电流,即 $I_o = -i_C$ 。

(2) 当开关管 V 关断,二极管 VD 导通时, $i_L = i_o = i_C + I_o$

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = u_d - U_o = U_m |\sin \omega t| - U_o < 0 \quad (8.2-7)$$

电感电流同样按输入电网电压规律变化,电感释放电能,协助电网向负载传送电能,并对电容充电。根据理想条件下,电感端电压的平均值为零,由式(8.2-6)、式(8.2-7)可得

$$D = 1 - \frac{U_m |\sin \omega t|}{U_o} \quad (8.2-8)$$

可见,为了保证电感电流连续,减少输入电流的失真度,占空比 D 应随电网电压按正弦变化,也就是说,开关管 V 必须采用 SPWM 控制方式来保证 V 的开关角按正弦变化。

如果在控制电路中设置正弦给定电流 i_{ref} ,并使电感电流 i_L 在开关管开关状态的变化中围绕 i_{ref} 升降,当开关频率足够大时,电感电流 i_L 将近似按正弦变化。当给定电流 i_{ref} 与电网输入电压 U_i 保持同相,则可使电网的输入端电流也按正弦变化且与 U_i 保持同相。假设 $D_{om} = \frac{U_m}{U_o}$ 则由式(8.2-9)可得

$$D = 1 - \frac{U_m |\sin \omega t|}{U_o} = 1 - D_{om} |\sin \omega t| = 1 - D_o \quad (8.2-9)$$

可见对于确定的输入电压 U_m ,改变 D_{om} 就可以改变输出电压 U_o ,而 D_{om} 的变化就是占空比 D 的变化,在 SPWM 控制方式下, D_{om} 的改变实际上通过改变调制比 m 来实现。因此,当电压给定 U_{ref} 确定后,其他外界干扰可以通过改变 m 来维持 U_o 的稳定。

从以上的分析可见,对于如图 8.2-13 所示的 Boost APFC 电路中的控制电路,主要完成两个功能:①实现电流跟踪,保证网侧电流正弦化,使网侧功率因数提高到接近 1;②实现输出电压的调节,包括不同输出值的整定和外界干扰下的稳定。

常见的采用不控整流加 DC-DC 变流器实现 APFC 的控制方法很多。图 8.2-14 是从控制电路是否包含乘法器的角度进行分类,分为乘法器法和自然跟踪法。采用乘法器的控制方案(如以上所介绍的),其功能主要在于形成幅度可控的正弦电压(如调制信号)或电流信号(如正弦电流给定),这种控制方式的校正效果好于自然跟踪法。乘法器法又可分为平均值电流控制和瞬时值电流控制两种。



图 8.2-14 一种 APFC 控制方法的分类

平均值电流控制是将输入电感的电流动态平均值跟踪电网电压波形,理论上可以检测任意直流电压变流器拓扑中任意支路的电流,该控制方法对噪声不敏感,可适合于电流连续和电流断续两种工作方式。常用的控制专用芯片 UC3854

就是采用这类控制方式。瞬时值电流控制是控制电感电流的瞬时值,具有跟踪性能好,响应速度快,稳定性和可靠性较高的特点。

自然跟踪法又可分为电压跟踪和峰值电流跟踪两类。电压跟踪控制是在电流断续工作模式条件下,使电感电流峰值自然跟踪电网电压,其校正效果与输入、输出电压有明显关系,输出电压越低,输入电流畸变越严重。与乘法器法相比,电压跟踪控制法控制简单,仅需一个输出电压控制开关,因此,现有的大多数开关电源 PWM 控制 IC 均可作为电压跟踪型 PFC 电路的控制器。峰值电流跟踪控制是将电感电流峰值在电网周期内限制在某一固定值,该控制方法只适用于电流连续工作模式,对噪声较敏感,一般用于 Boost 电路拓扑。

APFC 的专用控制 IC 种类很多,主要有 Unitrode 公司的 UCX852~UCX855 系列, Micro Linear 公司的 ML4819、ML4813, MITEL 公司的 MSC60028, Motorola 公司的 MC34261, Silicon General 公司的 SG3561, Cherry 公司的 CS3810, Siemens 公司的 TDA4819、TDA4817 等。

4 开关电源主电路设计

4.1 功率变压器设计

4.1.1 功率变压器的工作状态及磁性材料选择

开关电源由于变流器电路形式的不同,其功率变压器的工作特性也不同,通常可分为以下两类:

4.1.1.1 单端功率变压器

单端功率变压器有单管正激式、反激式、双管正激式及反激式等电路形式。变压器一次绕组在一个周期内加上一个单方向的脉冲方波电压,变压器磁心中磁通单向沿着交流磁滞回线第一象限部分上下移动,变压器磁心是单向激励的,磁感应强度在最大值 B_m 与剩余磁感应强度 B_r 之间变化。这类变压器要求磁性材料具有较高的磁感应强度和较低的剩余磁感应强度,同时还要求磁性材料在直流磁场下工作时不饱和。通常可采用恒导磁材料或在磁心中加气隙来降低剩余磁感应强度,并且使磁化曲线倾斜,提高直流工作磁场。

4.1.1.2 双端功率变压器

双端功率变压器有全桥、半桥和推挽等电路形式。变压器一次绕组在一个周期的正负半周加上一个幅值和导通脉宽相同但方向相反的脉冲方波电压。变压器的一次绕组在正负半周的激励电流大小相等,方向相反,因此变压器磁心中产生的磁通沿交流磁滞回线对称地上下移动。磁心工作在整个磁滞回线上,在一个周期中,磁感应强度从正最大值变化到负最大值,直流磁化分量基本为零。这类变压器在工作中如果加在其上的电压在正、负半周不对称,将引起磁通的偏移,可能导致开关管的损坏,必须采用适当的补偿电路来解决因电路不平衡导致的磁心偏磁现象。这类变压器要求磁性材料具有高的磁导率,较低的高频损耗。

4.1.2 功率变压器常规设计原则

设计高频变压器主要需满足下面几点要求:

- (1) 选取恰当的变比,使输入电压降到最小时,输出电压的变化仍在要求值之内。
- (2) 输入电压升到最大值且占空比又最大时,不允许磁心出现饱和。
- (3) 在额定温升内,允许有最大的负载功率输出。
- (4) 一次、二次绕组的漏感尽可能小。
- (5) 一次绕组的电感值,在正激式电路中应该有足够大的值,在反激式电路中应该符合为了得到所需功率要求的电

感值。

(6) 符合规定的安全规范。

4.1.2.1 单端反激式变流器中变压器的设计

单端反激式变流器工作原理示意图如图 8.2-15 所示。电路中功率变压器的铁心工作在 $B-H$ 曲线的第一象限,当开关管导通时,铁心的磁通增加;在开关管关断时,由于负载电流的存在使得磁通减少,铁心的磁状态得以恢复。在反激式电路工作中,变压器在开关管导通期间只是存储能量,在关断期间才向负载输出能量,可见变压器在工作过程既是变压器又起到存储电感作用。因此,首先要确定变压器所需的一次绕组电感值 L_1 。

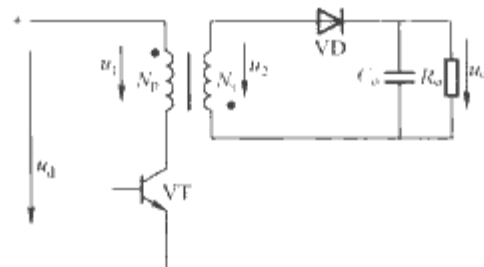


图 8.2-15 单端反激式变流器
工作原理示意图

若电路工作在电流不连续模式,则变压器一次的平均电流为

$$I_{AV} = \frac{P_o}{\eta U_i} = \frac{DI_{pl}}{2} \quad (8.2-10)$$

式中: P_o 为变压器的输出功率; η 为效率; U_i 为输入电压; D 为占空比; I_{pl} 为一次峰值电流。则

$$I_{pl} = \frac{2P_o}{\eta U_i D} \quad (8.2-11)$$

$$L_1 = \frac{U_i T_{on}}{I_{pl}} = \frac{U_i D}{I_{pl} f} = \frac{\eta U_i^2 D^2}{2P_o f} \quad (8.2-12)$$

若电路工作在电流连续模式,并假定 I_{pl} 为初始电流 I_{pl} 的两倍,则有

$$L_1 = \frac{3\eta U_i^2 D^2}{2P_o f} \quad (8.2-13)$$

在反激式变流器中,变压器的工作磁感应强度取决于磁心的脉冲磁感应强度增量值。通常在变压器的磁路中加气隙来降低剩余磁感应强度,防止磁饱和,以提高磁心工作的直流磁场强度。脉冲磁感应强度增量值 ΔB 一般取饱和磁感应强度 B_s 的一半,即 $\Delta B = 0.5B_s$ 。假定磁路的能量全部集中在空气气隙中,则气隙长度 l_g 为

$$l_g = \frac{0.4\pi L_1 I_{pl}^2}{A_c \Delta B_m^2}$$

式中: A_c 为所选磁心的有效截面积, cm^2 ; ΔB_m 单位为 T; l_g 单位为 cm; L_1 单位为 H。

若认为空气气隙的磁阻远大于铁心磁阻,由安培定律可以得到一次匝数 N_p 为

$$N_p = \frac{\Delta B_m l_g}{0.4\pi I_{pl}} \times 10^4 \quad (8.2-14)$$

相应地可以确定二次匝数 N_s 为

$$N_s = \frac{N_p (U_n + U_D)(1 - D_{max})}{U_{min} D_{max}} \quad (8.2-15)$$

式中: U_D 是与输出相连的整流二极管正向压降。

4.1.2.2 单端正激式变流器中变压器的设计

由于正激式变流器的变压器纯粹是隔离器件,因此在输出端要附加一个电感 L_o 作为能量的存储及传送,该电感折

算到一次的电感量越大,则 I_p 越小。从图 8.2-16 中可见,正激式变流器的功率变压器有三个绕组:一次绕组 N_p 、二次绕组 N_s 和退磁绕组 N_t 。为了保证变压器的工作点不会移到饱和区,使磁化电流返回到电源,同时能维持磁场强度近似为零,设计中一般使退磁绕组和一次绕组匝数相等,即保证退磁绕组上的电流与磁化电流近似相等。

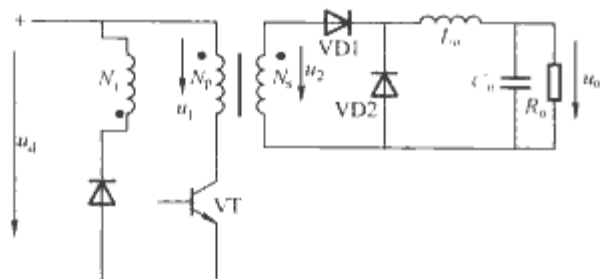


图 8.2-16 单端正激式变流器工作原理示意图

单端正激式变流器中的变压器设计一般从一次匝数开始计算,并按最大占空比和最小直流电压来计算,整个设计思路和过程与反激式非常相似,在此不再赘述。

4.1.2.3 全桥式变流器中功率变压器的设计

全桥式、半桥式、推挽式变压器均属于双端电路结构。变压器的磁性回环在一、三象限,磁通可以从 $-B_m$ 变化到 $+B_m$ 。

全桥式变流器主电路示意图如图 8.2-17 所示。全桥式变流器的主变压器只需要一个一次绕组,通过正、反向的电压得到正、反向磁通,二次可以有一个中心抽头绕组,采用全波整流输出。其变压器铁心和绕组利用率最高,效率、功率密度均较高。

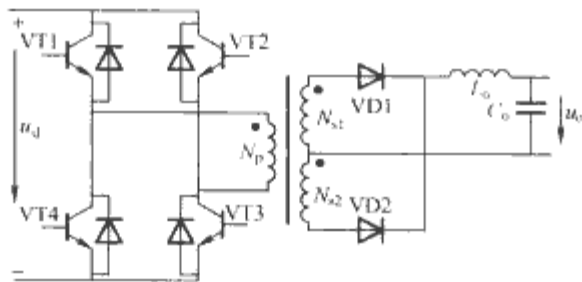


图 8.2-17 全桥式变流器主电路示意图

全桥式变流器中变压器的设计与普通变压器的设计类似。为了减少磁化电流,最好设计时一次绕组的匝数多些,电感量大些,可以选用高导磁合金材料的磁心且磁心不带气隙。一般可采用如下步骤:①选择磁心尺寸:根据输出功率、效率,求出输入功率,确定合适的铁心型号;②选择最佳磁感应强度:可以使用整个 $B-H$ 曲线,若 B 选得较大,一次匝数减小,铜损小,但铁损增加。变压器的设计中为了达到最佳的效率,通常希望铜耗等于铁耗。因此,设计时都有一个最佳的磁感应强度幅值,其大小与工作频率、铁心损耗、所加的电压以及一、二次的匝数比等相关;③确定一、二次线圈匝数。

4.2 输出滤波电容选择

为了使输出电压的脉动量 ΔU 满足设计要求,往往需要在输出端电路加输出滤波电容 C_0 。有关 C_0 大小的选择,可参见本章相关内容。

需要指出的是:由于电路中工作开关频率一般在几十 kHz 以上,电容器的高频等效电路如图 8.2-18(a)所示,其中 C_0 为电容器的标称电容量; R_s 是等效串联电阻(ESR),它包含引线及焊接接触电阻和介质损耗折算电阻; L_s 是等效串联电感(ESL); R_c 是漏电阻,通常很大。这样等效电路

8.2-18(a)常简化为图 8.2-18(b),即表示为一个串联谐振电路,其阻抗表示为

$$Z_C = R_s + j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_0}\right) \quad (8.2-16)$$

电路的谐振角频率 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_0}}$ 。

这样电路工作时可能出现两种情况:

(1) $\omega_s \ll \omega_0$ 。即电路工作开关角频率 ω_s 远低于串联谐振角频率,等效电路中 L_s 的作用可以忽略,只需考虑 R_s 和 C_0 的影响。假设流过电容器电流瞬时值为 i_C ,输出电压脉动量的瞬时值可表示为

$$\Delta u_0 = i_C R_s + \frac{1}{C_0} \int_0^t i_C dt = \Delta u_R + \Delta u_{C_0} \quad (8.2-17)$$

若 C_0 选得足够大,式中 Δu_{C_0} 的影响可以忽略,即 Δu_0 主要由等效串联电阻决定。

(2) $\omega_s \gg \omega_0$ 。当电路中功率器件开关状态发生更迭瞬间,此时电路中电流电压都是瞬时变化,产生尖峰,这些波形包含比开关频率高得多的高次谐波, ω_n 即表示这些谐波的角频率。此时,电路中 L_s 占主要成分,电路显感性,对电压尖峰已无缓冲作用。

可见,为了减少电容器上 ESL 和 ESR 的不良影响,提高电容 C_0 的滤波效果。实际选用电容器时应注意:

(1) 选用高频电容。目前常见的高频电容器有四端电容、叠片无感电容、多芯电容等。这些电容的特点就是在结构上力求减小 ESR 和 ESL。

(2) 安装工艺上尽量缩短滤波电容的引线,减少分布电感。采用多个小电容的电容器并联,减小 ESR。

4.3 输出电感器设计

在大多数开关变流器的设计中,通常都会使用电感器作为输出滤波电路的一部分,这样可以利用电感器的储能作用保证输出电流的连续;其次,电感器与滤波电容器一起对整流后的脉冲方波起到平滑滤波作用,使得输出的直流电压纹波减小。

电感器设计的任务主要是在满足给定性能指标的情况下,确定最合适的铁心结构,最小的几何尺寸,恰当的绕组匝数、导线截面积和气隙长度等。在开关变流器的电感器设计时通常需给出以下三个给定量:

- (1) 电感器通过的电流平均值。
- (2) 纹波电流。在给定开关频率和线圈交流激励电压时,可转化为对其电感量 L 的要求。
- (3) 铜损。这通常转换成线圈电流密度 J 作为设计参数。

输出滤波电感器中电流存在着较大的直流分量,在铁心中相应地存在较大的直流偏量。为了避免铁心饱和,可采用加气隙的高导磁材料铁心或采用宽恒导磁合金铁心。

以下介绍用两面积乘积法设计电感器的基本关系式和步骤。

(1) 选择磁心。使其 WA_c 最接近下式但要略大些,并记录下它的 W 和 A_c 。

$$WA_c = \frac{LI_0^2}{BJK}$$

式中: WA_c 为铁心窗口面积 W 与铁心有效截面积 A_c 的乘

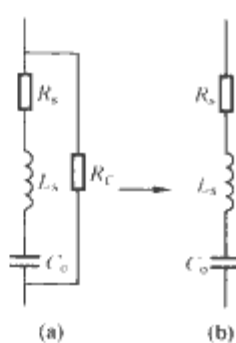


图 8.2-18 电容器的高频等效电路
(a) 等效电路;
(b) 简化电路

积,表示了铁心的几何尺寸; LI_0^2/BJK 则体现了设计给定的信息,包含电感量 L 、输出电流 I_0 、允许的电流密度 J 、磁心允许的最大直流磁通密度 B 、 K 为窗口利用系数(通常环形的取0.4, EI、EE形取0.8, 罐形取0.3~0.6之间)。

(2) 计算线圈匝数 N

$$N = \frac{LI_0}{BA_c}$$

(3) 计算导线截面积

$$A_w = \frac{I_0}{J}$$

若计算出的截面积较大,用单股导线绕制时可能使得所选用导线线径太粗,通常可采用较细的多股导线,这样还可以减少集肤效应的损失。

(4) 计算气隙

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L}$$

若使用间隙装置来获得气隙的话,因气隙两次间断磁路,则取其厚度为 $l_g/2$ 。若在中心柱设置气隙,则其厚度为全部的气隙长度 l_g 。

更详细的有关开关电源中磁性元件的设计内容读者可以参阅第9篇第8章中相应部分。

5 开关电源设计制造相关技术

5.1 缓冲和保护电路设计

5.1.1 缓冲电路

5.1.1.1 开通缓冲电路

开通缓冲电路的作用是抑制开关管导通时的电流上升率 di/dt 。常用的方法就是串联电感,但是在开关电路中串联电感会影响能量向负载的传输,为此可以串联饱和电抗器。在开关管导通时有较大的电感,开关管开通后电感饱和,不影响导通电流的大小。应注意饱和电抗器的发热比较严重,设计时有一定难度。

图8.2-19为基本的开通缓冲电路及换流过程。图中 L_s 为限制 di/dt 的电感,其电感量可由下式计算

$$L_s = \tau U_d / I_m \quad (8.2-18)$$

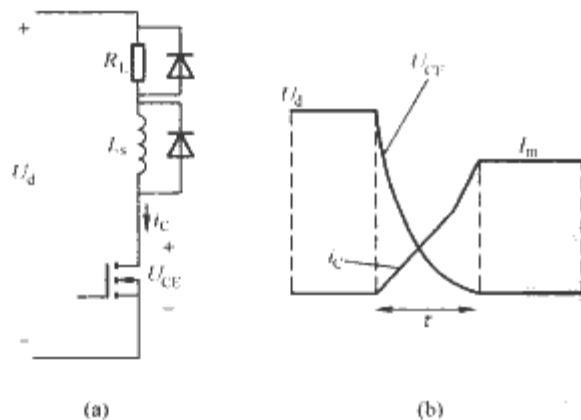


图8.2-19 基本的开通缓冲电路及换流波形
(a) 开通缓冲电路; (b) 换流波形

如果是串联饱和电感,其电路形式与图8.2-19相似,只要把 L_s 换成饱和电抗器即可。饱和电抗器的结构设计需满足下式

$$NS_e B_s = U_d \tau / 2$$

式中: N 表示电抗器的绕组匝数; S_e 表示铁心的有效横截面积; B_s 表示铁心的饱和磁通密度。

5.1.1.2 关断缓冲电路

关断缓冲电路的作用是抑制开关管关断时的电压上升率

du/dt 。图8.2-20为基本的关断缓冲电路形式及换流过程。图中 C 为缓冲电容, R 为放电电阻, τ 为电压上升限制时间。缓冲电容 C 的选取可按式计算

$$C = I_m \tau / U_d \quad (8.2-19)$$

放电电阻 R 的大小选取要注意两个问题:① C 充电后,开关管开通时, C 的放电电流 i_R 不能太大;②在开关管导通期间 T_{on} 内, C 上的电压要基本放完。即

$i_R = U_d / R$, $RC = (1/3 \sim 1/5) T_{on}$ 。放电电阻 R 的功耗 P 由下式给出

$$P = CU_d^2 f / 2 \quad (8.2-20)$$

式中: f 为开关频率。

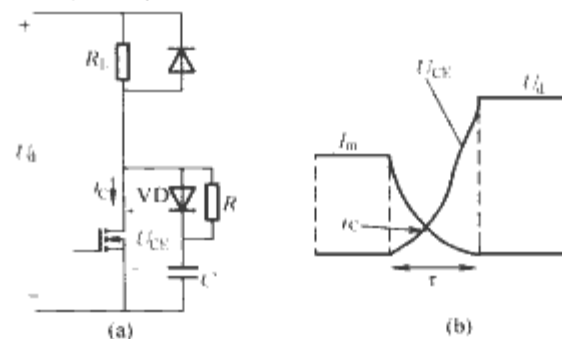


图8.2-20 基本的关断缓冲电路及换流波形
(a) 关断缓冲电路; (b) 换流波形

5.1.1.3 尖峰电压吸收缓冲电路

在开关管开通或关断时,由于回路分布电感和变压器漏感的作用,在开关管两端或者在与它同处一桥臂上的另一只开关管两端会产生电压尖峰。若不采取措施,这个电压尖峰叠加电源电压就有可能超过开关管的安全区而损坏开关器件。为了吸收电压尖峰,可以加缓冲电路,如图8.2-21所示。在图中,假设母线上的寄生电感为 L_p ,工作电流为 i ,缓冲后的电压尖峰为 ΔU_m ,则缓冲电容 C 作用是用来吸收寄生电感上能量 $C = \frac{L_p i^2}{\Delta U_m^2}$ 。

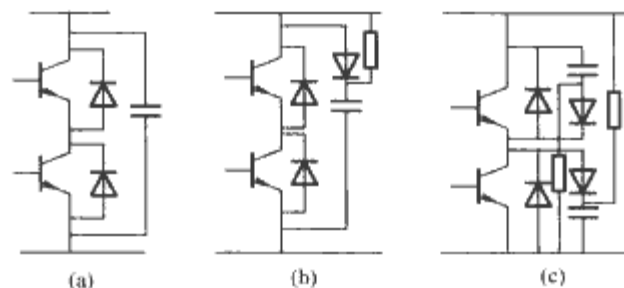


图8.2-21 尖峰电压吸收电路
(a) 适合小功率电路的缓冲电路; (b) 适合中等功率电路的缓冲电路; (c) 适合大功率电路的缓冲电路

5.1.2 过电流保护电路

过电流保护电路的功能就是当变流器电路中的任何一个部分发生过电流时,能立即采取某种方式消除过流,以保护电路中的器件不会遭受进一步损失。一般产生过电流的情况有:输出过电流(过载或短路)、一次过电流、二次过电流等。其产生的主要原因有:①输出过载或短路;②整流器件失效;③逆变主开关器件失效;④干扰产生的直通等。

过电流保护最简单的方法是采用熔断器保护法,但这种保护的动慢,不能实现快速的保护,在实际电路中还要配以由电子元器件组成的过电流保护电路,其结构组成主要包括电流信号检测、过电流信号处理、封锁开关驱动信号等。对于电流信号的检测通常有:直接串联电阻法、电流互感器法、霍尔元件法、LEM传感器法。检测到过电流信号后,

经处理可以送 IC 控制芯片的保护端封锁开关管的工作脉冲。

需要指出的是：短路保护和过电流保护是两个不同概念，它们既有联系又有区别。短路通常是指桥臂直通或主电压经开关器件的无负载回路，短路保护的方法与过电流保护的方法有一定区别，对于 IGBT 开关器件，通常检测器件的饱和压降，同时配合驱动电路来实现，其基本原理如图 8.2-22 所示，目前几乎所有的开关管驱动芯片都设置了短路保护功能。

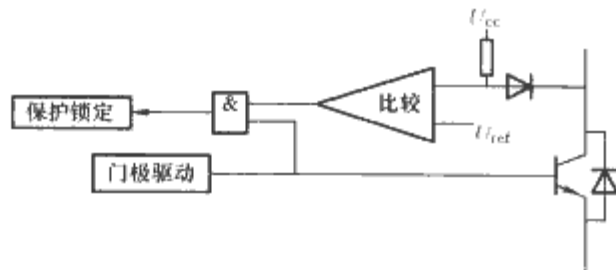


图 8.2-22 短路保护电路

5.2 散热技术及设计

在功率变换装置中发热的主要元器件是输入、输出整流管和功率开关管，良好的散热设计关键是要估算出需要散热器散热的各个器件的功率损耗。

5.2.1 开关器件功率损耗估算

5.2.1.1 器件导通功耗的计算

功率开关器件的截止功耗很小，一般可忽略不计，应用中一般只关注器件的导通功耗。器件的导通平均功耗可表示为

$$P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^T i U_{ces} dt \quad (8.2-21)$$

在 PWM 应用中可用下式估算为

$$P_{on} = U_{ces} I_C D \quad (8.2-22)$$

式中：D 为占空比。

对于 MOSFET 器件，一般给出导通电阻，则表示为

$$P_{on} = I_D^2 R_{DS} D \quad (8.2-23)$$

5.2.1.2 开关损耗的计算

器件的开关损耗是指开关器件在开通和关断过渡过程中的功率损耗。要精确得到开关损耗的方法是测量开关过程中的 I_C 和 U_{CE} ，对其进行时间积分

$$P_{S(on)} = \frac{1}{t_{on}} \int_0^{t_{on}} I_C(t) U_{CE}(t) dt \quad (8.2-24)$$

$$P_{S(off)} = \frac{1}{t_{off}} \int_0^{t_{off}} I_C(t) U_{CE}(t) dt \quad (8.2-25)$$

具有波形处理能力的数字滤波器可以很方便地算出器件工作时的开关损耗。一般厂家也会提供器件开通和关断时损耗能量 $E_{S(on)}$ 、 $E_{S(off)}$ 与工作电流 I_C 的关系曲线，这样就可以根据器件工作时流过的电流 I_C ，查表得到 $E_{S(on)}$ 和 $E_{S(off)}$ ，通过下式得到平均开关损耗

$$P_S = P_{S(on)} + P_{S(off)} = f_{PWM} [E_{S(on)} + E_{S(off)}] \quad (8.2-26)$$

5.2.2 热阻和热路欧姆定律

热阻 R_{th} 表示介质的传热能力，表示单位功耗所引起的温升，单位为 $^{\circ}C/W$ 。一般在用到热阻时，都要说明是从某处到某处的热阻，可以分别表示。例如，从器件的管芯到管壳的热阻用 $R_{th(j-c)}$ 表示，从管壳到散热器的热阻（接触热阻）用 $R_{th(c-f)}$ 表示，从散热器到环境空气的热阻用 $R_{th(f-a)}$ 表示等。

热路的欧姆定律是指当热量从 A 物体向它周围的 B 物

体扩散，A 物体的温升 ΔT_A 等于 A 物体的发热功率 P 与从 A 到 B 的热阻 $R_{th(a-b)}$ 的乘积，即

$$\Delta T_A = P R_{th(a-b)} \quad (8.2-27)$$

5.2.3 开关器件的结温核算与散热器的设计

半导体器件在额定结温下工作时，可靠性可以大大提高。当由上述的原理计算出开关器件的总平均功耗和散热器的最高允许温度，芯片的结温就可以通过热阻及热路欧姆定律推算出，为

$$T_j = T_C + P_T R_{th(j-c)}$$

式中： $R_{th(j-c)}$ 为结壳热阻，查器件数据手册可得； P_T 为开关器件总的功率损耗； T_C 为器件模块的基板温度，可以通过器件模块的接触热阻 $R_{th(c-f)}$ 以及散热器的设计温度计算得到。这样就可以核算出设计的散热器是否合理，通常情况下，若散热器的最高温度 $T_K \leq 85^{\circ}C$ ，结温 $T_j \leq 125^{\circ}C$ 就可以满足要求。

散热器设计时由式 $R_{\theta sa} = \frac{T_{Cmax} - T_a}{P_{Total}}$ 计算散热器热阻，

其中 T_{Cmax} 是在要求的结温 $T_j \leq 125^{\circ}C$ 时，允许的最高壳温如 $T_{Cmax} = 80^{\circ}C$ ； T_a 为设计中的最高环境温度，如最恶劣的环境 $T_a = 45^{\circ}C$ ； P_{Total} 是散热器要耗散的总平均功率。通过 $R_{\theta sa}$ 查散热器厂家提供的热阻曲线，选择适当的散热器大小、形状等，这样就完成了散热器的初步设计。

需要强调的是：为了更有效地提高散热效果，减小散热器体积，降低成本，提高开关器件工作可靠性，还需注意：①功率器件模块与散热器之间的接触热阻不仅与封装形式有关，还与是否垫绝缘材料以及是否涂导热硅胶有很大关系，一般使用中都涂上导热硅胶；②接触电阻还与安装锁紧力有关，实际安装时，要将功率开关器件锁紧在散热器上，对于多点锁紧的功率模块，各点要均匀用力，轮流逐渐各点锁紧。

5.3 开关电源电磁兼容(EMC)技术及设计

开关电源的电磁干扰较为严重，电磁兼容问题是开关电源系统设计的一项非常重要的内容。

当导体通过变化的电流时，在其周围就会产生电磁场，并不断地向远处扩散，这种扩散的电磁波会对周围装置的工作产生一定的影响，这就是电磁干扰 EMI(Electric Magnetic Interference)。电磁干扰的耦合途径可分为两大类：传导耦合和辐射耦合。

传导耦合是指由两个导体或构件之间的电阻性连接引起的，干扰信号沿导体传播。传导耦合传播的干扰信号，按民用标准是在 150kHz~30MHz 频率范围内检测。

辐射耦合干扰是指干扰源通过空间辐射，将干扰传递给接收器。辐射耦合的基础是“场”，随时间变化的电场和磁场都会产生电磁能量的辐射，而且频率越高，辐射能力就越强。一般认为，交变电磁场频率高于 10kHz 为辐射频率起点。按民用标准，辐射耦合传播的干扰信号在 30~1000MHz 频率范围内检测。

以上提到的电磁干扰频率范围都是指在装置和装置、系统和系统之间的电磁干扰。但要注意在同一个直流变换装置的内部各个电路单元之间，如主电路、控制电路、辅助开关电源以及监控显示等，它们之间由于距离近，电磁干扰的频率范围很宽，幅度也很强，从工频交流到高频振荡产生的千兆赫兹以上频率都有可能影响到单元电路的正常工作。可见，合理设计变流器系统的结构、布局和布线，对改善 EMC 都有至关重要的作用。

5.3.1 辅助开关电源优化设计

在变流器内部,对辅助电源的抗干扰设计直接影响到整个系统的性能。

5.3.1.1 采用电源滤波器提高电源抗干扰性能

电源滤波器是由 L 、 C 、 R 元件构成的无源网络,根据不同的标准具有不同的抑制频率,通用型的滤波器一般在 $100\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ 内有较好的干扰抑制性能,高性能的滤波器一般在 $10\text{kHz}\sim 100\text{MHz}$ 内有较好的干扰抑制性能。通常可分为单相交流、三相交流和直流滤波器。结构设计上应注意安装在电源进线附近,并采用绞线连接。同时滤波器的输入、输出线应分离,输入线与其他信号线也要分离,避免信号串扰。

5.3.1.2 采用 EMI 吸收磁环

EMI 吸收磁环是一种铁氧体制成的耗损型元件,其特点是:吸收高频信号,并将吸收的能量转化为热能耗散掉,达到抑制高频干扰信号沿导线传输的目的。EMI 吸收磁环与电源滤波器配合使用,可以很好地补充滤波器高频端性能的不足(300MHz 以上),改善系统的滤波特性。在使用 EMI 吸收磁环时,应注意以下几点:①一般来说,磁体大的性能要比磁体小的性能好;②磁环高的性能要比磁环矮的好;③如果干扰以 100MHz 以上为主,则磁环应用直接穿过的方式,如果干扰以 100MHz 以下为主,则可在磁环上绕 $1\sim 3$ 圈。

5.3.1.3 采用带屏蔽层的变压器

在直流变流器内部一般都需要用到变压器来提供良好的隔离性能以及电压转换,但是变压器的高频隔离性能往往受到其一、二次间的分布电容制约。如果能在其一、二次间增加一个屏蔽层,则会大大减小一、二次间的分布电容,提高变压器的高频抑制性能,因此,在实际应用中可以采用带屏蔽层的变压器。

5.3.2 整体结构布局设计

在直流变流器内部各个单元电路之间,一个理想的结构布局设计,应该是不同性质的单元放在不同的屏蔽腔内,使它们之间的相互影响最小。在实际应用中,通常采用单元结构分区的方法。单元结构分区设计的原则是:

- (1) 开关电源与模拟电路、数字电路分区。
- (2) 数字电路单元与模拟电路单元分区。
- (3) 弱信号单元与强信号单元分区。

结构分区处理的方法通常有:

- (1) 采用不同的屏蔽室,在大的箱体内部可以采用焊接金属板制作围栏。
- (2) 对高频单元电路、CPU 单元,采用局部的屏蔽。
- (3) 对信号线和控制线,采用专用屏蔽线或作相关屏蔽处理。

同时,在整体结构设计中还需考虑到机箱的屏蔽功能,即需特别注意机箱上缝隙和孔洞的设计。缝隙处理的基本原则就是在缝隙上形成良好的电连续体,使电流均匀流过。孔洞设计的基本原则就是堵住孔洞的泄漏而又能达到开孔的目的。

缝隙的处理方法有:

- (1) 精密加工缝隙的结合面,增加结合处紧固螺钉数。
- (2) 对于活动接缝,选用有弹性的导电材料(一般用导电衬垫)来填充缝隙,对于非活动的接缝可用导电腻子填充。
- (3) 加大缝隙结合面的宽度(或称深度)。

孔洞的处理方法有:

- (1) 观测孔通常可采用导电光学片(导电膜或导电玻

璃)。

- (2) 用于通风的孔洞可选用蜂巢通风板。

采用上述两种孔洞的处理方法时,都必须保证它们与机箱有良好的导电连接。

5.3.3 整体结构布线设计

在变流器装置和系统内部,由于不同的单元电路之间有大量的连线,不同的 PCB 板间也有连线,导线间的干扰问题成为不可忽略的因素。一般的布线原则为:①导线应尽量靠近机箱表面排线,增大导线对地之间的电容量;②不同性质的信号线应尽量分开布线,减小相互间的耦合;③为了减少各种连接线接受空间干扰的信号,可以在线缆的两端加装 EMI 吸收磁环。特别强调的是在 PCB 板设计时考虑到电磁兼容问题时应特别注意:

(1) PCB 板上不同性质电路的分布。针对 PCB 板上不同性质的单元电路,比如高速、中速和低速单元电路,就要进行分区布置,不能采用混合布板的方法。通过分区来削弱它们之间的相互干扰。

(2) 设置足够宽的地线宽度。PCB 板上的铜箔虽然直流电阻近似为零,但是在高频时,其交流电阻不能忽略,使得原先为等电位的点有了电位差。因此一般在 PCB 板布线设计时都使地线尽量宽。

(3) 减小信号回路的面积。PCB 板上的信号进线和回线之间构成一个环路,环路面积的大小与干扰特性直接相关,环路面积越大则越容易受到干扰。因此在 PCB 布线时,应尽量减少环路的面积。

5.4 开关电源并联系统均流技术

电源系统的一个发展方向是以分布式电源系统代替集中式电源系统。分布式电源系统的优点为:①易于扩大输出功率容量;②可靠性高,电源保持高的效率和较快的动态响应;③可以实现标准化设计,易于维护;④可以方便地实现冗余等。同时,为了满足对大功率负载的需求,一般采用多模块并联工作方式。

对多个开关变流器模块并联的电源系统,为了满足可靠稳定工作,必须实现:

- (1) 各模块承受的电流能自动平衡,实现均流。
- (2) 尽可能不增加外部均流控制的措施,采用均流与冗余技术相结合,提高系统的可靠性。
- (3) 当输入电压或负载电流发生变化时,应保持输出电压的稳定,同时具有较快的均流瞬态响应。

常见的均流方法有:

5.4.1 斜率法(也称下垂法、输出阻抗法)

斜率法是一种最简单的均流方法,其本质是利用模块电流反馈信号或直接输出串联电阻,改变模块单元的输出电阻,使外特性的斜率趋于一致,达到均流目的。

两台相同容量,具有相同参数的变流器并联工作特性如图 8.2-23 所示。由图可见,当负载电流为 $I_L = I_{o1} + I_{o2}$ 时,负载电压为 U_o ,按两个模块的外特性斜率来分配负载电流,斜率不同,电流分配也不相同。当负载电流增大到 $I'_L = I'_{o1} + I'_{o2}$ 时,负载电压为 U'_o ,由于模块 1 外特性斜率小(输出阻抗小),分配电流的增长率比外特性斜率大的模块 2 增长率更大。如果能设法将模块 1 的外特性斜率(输出阻抗)调整到接近模块 2,则可以使这两个模块的电流分配接近均匀。

图 8.2-24 表示一种斜率法的均流控制原理。 R_i 表示模块的取样电阻,当模块的 I_o 偏大时,电流放大后产生的电流反馈电压信号与输出电压反馈信号的合成信号 $U_r = U_i +$

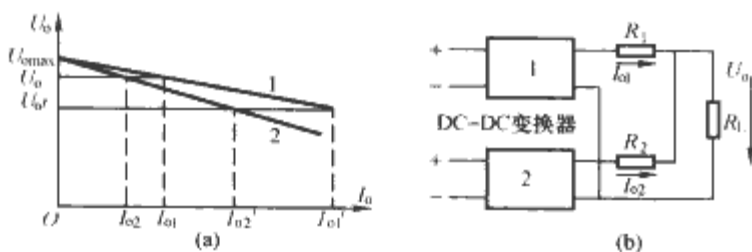


图 8.2-23 两台并联的直流变流器及其外特性
(a) 外特性; (b) 并联基本结构形式

U_i 增大, 使得误差控制信号 U_e 减小, 该模块的 U_o 下降, I_o 减小, 即其外特性 $U_o = f(I_o)$ 下调, 从而实现均流。该方法实现电路简单, 但由于是开环控制, 电压调整率下降, 为了达到均流, 每个模块必须个别调整, 对于不同额定功率的并联模块, 难以实现均流。

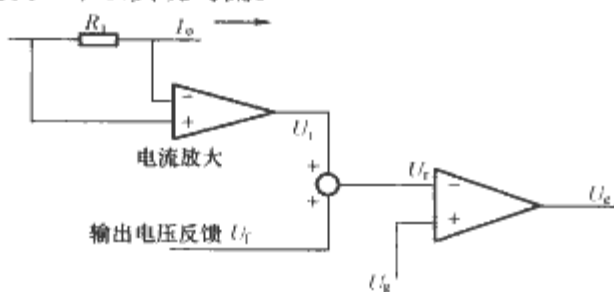


图 8.2-24 输出阻抗法的均流控制原理示意图

5.4.2 主从设置法

主从设置法是在并联的变流器模块中, 人为地指定其中一个为主模块, 而其余各模块为从模块, 跟从主模块分配电流。图 8.2-25 给出 n 个直流变流器模块并联的主从设置法控制原理示意图。

该均流法适用于带电流环内环的双闭环控制系统。 U_r 为主模块的基准电压, U_f 为输出电压反馈信号。经过电压误差放大器, 得到 U_e , 作为主模块电流基准, 与反映主模块电流的 U_{i1} 比较后, 产生控制电压 U_c 信号, 控制 PWM 及其驱动器。这样主模块的电流就按 U_c 调制。各个从模块中的电流基准信号也为 U_e , 因此各个从模块的电流也都按与主模块相同的 U_e 调制, 实现了各个模块间的均流。

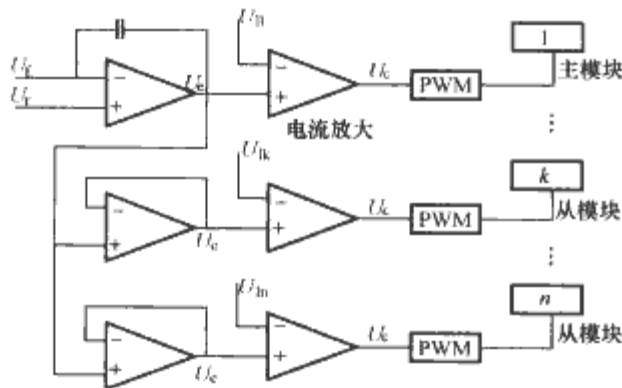


图 8.2-25 n 个直流变流器模块主从设置法均流控制原理示意图

主从设置法均流技术利用双环控制, 提高了均流效果, 其主要缺点为: ①主从模块间必须有通信联系, 系统复杂; ②如果主模块失效, 则整个系统不能工作, 可见, 该方法不适用于冗余并联系统; ③电压环的带宽大, 容易受外界噪声干扰。

5.4.3 平均电流值自动均流法

按平均电流值自动均流法并联的各个模块电流放大器输出端通过一个电阻 R 接到一条公用母线上, 称为均流母线。图 8.2-26 为 n 个并联模块中一个模块按平均值自动均流法的控制原理。

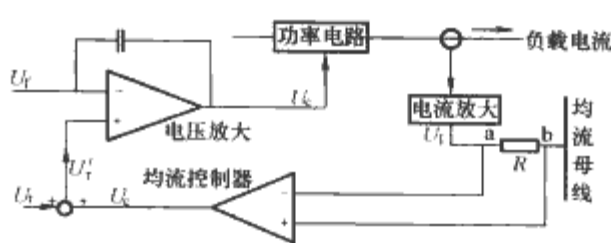


图 8.2-26 平均值法的均流控制原理示意图

当 n 个模块并联时工作特性, 设 $U_{i1}, U_{i2} \dots U_{in}$ 分别为模块 1、2... n 的电流信号, 均经过阻值相同的电阻 R 接到母线上, 当流入母线的电流为零时, 有

$$U_b = \frac{U_{i1} + U_{i2} + \dots + U_{in}}{n} \quad (8.2-28)$$

可见母线电压 U_b 是 $U_{i1}, U_{i2} \dots U_{in}$ 的平均值, 也代表了模块 1、模块 2...模块 n 输出电流的平均值。 U_b 值与每个模块 a 点上的电压 U_a 比较后都经过均流调整放大, 输出误差信号 U_e 。当 $U_1 = U_b$ 时, 电阻 R 上电压为零, 说明已实现均流。 $U_1 \neq U_b$, 说明各模块间的电流分配不均匀, 此时 U_r 修正为 $U'_r = U_r + U_e$, 相当于通过调整放大器改变 U'_r , 以达到均流目的。

平均电流法可以精确实现均流, 但是在实际应用中, 当均流母线发生短路, 或接在母线上的任一模块不能工作时, 母线电压下降, 促使各模块电压下调, 甚至可能达到下限, 造成故障。

5.4.4 最大电流法自动均流

最大电流法自动设定主模块和从模块, 即在 n 个并联的模块中, 事先没有人为设定哪个模块为主模块, 而是在运行时, 输出电流最大的模块, 自动成为主模块, 而其余的模块则为从模块, 它们的电压误差依次被整定, 以校正负载电流分配的不均衡。在图 8.2-26 中, 若 a 、 b 两点间的电阻用一个二极管代替, 令 a 点接二极管阳极, b 点接阴极, 这时均流母线上的电压 U_b 反映的是并联各模块的 U_i 中的最大值。由于二极管的单向性, 只有对电流最大的模块, 二极管才导通, a 点方能通过它与均流母线相连。假设在正常情况下, 各并联模块分配的电流是均衡的, 如果某个模块电流突然增大, 成为 n 个模块中电流最大的一个, 于是 U_1 上升, 该模块自动成为主模块, 其他各模块为从模块。这时 $U_b = U_{imax}$, 而各个从模块的 U_i 都是与 $U_b = U_{imax}$ 比较, 通过调整放大器来调整基准电压, 自动实现均流。

最大电流法自动均流结合了主从设置法和平均电流法的特点, 但是由于二极管的正向压降, 使得主模块的均流会有误差, 而从模块的均流效果较好。根据最大电流法自动均流的原理, Unitrode IC 公司开发了均流控制器 IC UC3907。该控制芯片的开发简化了并联电源系统的设计和调试, 有关该芯片的原理、特点及应用, 读者可以参阅相关的手册。

6 开关电源的应用与发展

开关电源具有很多线性电源所不具备的优良性能。虽然线性电源具有电路简单、输出纹波小、不产生辐射干扰的优点, 但同时具有效率低、笨重、输入电压范围较窄的缺点; 而开关电源具有效率高、小巧、输入电压范围很宽、控制方法众多等优点, 其输出纹波大, 容易产生电磁干扰和共模干扰的缺点随着电力电子技术的发展, 逐渐被克服。在另一方面, 开关电源和线性电源的成本随着输出功率的增加, 它们的增长速率却不一样。在某些输出功率点上, 线性电源反而高于开关电源, 由于这些特点, 开关电源的应用不断地发展

创新, 并给这些工业应用带来了新的工艺性能。在 20 世纪 80 年代, 计算机电源以及彩色电视机电源就基本上全面实现了开关电源化, 率先完成了电源的换代。进入 20 世纪 90 年代开关电源相继进入各种电子、电器设备领域, 程控交换机、通信、电子检测设备电源、控制设备电源、电力系统中的直流电源、电焊电源、蓄电池充电电源和电化学电源等都已广泛地使用了开关电源, 这些促进了开关电源技术的迅速发展。虽然目前在一些例如音响类的对高频干扰比较敏感的电器设备, 仍然以使用线性电源为主, 但是开关电源是以后众多行业直流电源的发展方向。

直流稳压电源是各种电子设备必不可少的重要组成部分, 而开关电源有着其他电源所不具备的优良特性, 随着电子设备向固体化、小型化、轻量化方向发展, 对电子设备的电源装置也提出了小型化、轻量化和高效率等要求。为了满足电子设备的要求, 开关电源也由分立元器件组装发展到了集成化、小型化。20 世纪 70 年代以来, 国内外在开关电源

领域进行了大量的研究工作, 功率变流器及其控制技术的研究经过数十年的努力, 其基本理论日臻完善, 基本电路拓扑已为人们所熟知, 其应用领域正日益扩大。目前已开发研制生产出了各种系列化的产品。开关电源产品品种规格多达数千种, 其中模块化电源的种类也达数千种, 特别是用于军品开关电源, 其中一半左右是模块化开关电源。目前常用的开关电源主要采用的是 PWM 型 DC/DC 变换电路, 为了减小开关电源的体积和质量, 开关电源中开关器件的开关频率可达到 MHz, 功率密度达到 $100 \sim 180 \text{ W/cm}^3$ 。为了提高开关电源效率, 谐振技术也已被应用到高频开关电源产品中, 用来减少开关器件的开关损耗, 降低电磁干扰, 提高电源的性能, 拓宽开关电源应用的领域。另一方面, 小型器件的出现, 表面安装技术和散热技术的发展, 也进一步提高了开关电源的功率密度, 目前部分产品的功率密度已达到了 290 W/cm^3 。总的来说, 开关电源技术的发展趋势为: 高频化、小型化、高效化、智能化、集成化。

第3章 UPS 电 源

1 UPS 简介

随着电子技术的高速发展,电子设备对供电电源的要求越来越高。现在计算机控制技术已广泛应用于各个行业中,为保证计算机的正常运行,实时控制信号不出现丢失,保证设备安全运转,人们对供电电源质量提出了越来越严格的要求。除要求供电系统具有连续可靠性之外,还要求供电系统的输出保持良好的正弦波。然而实际情况却不容乐观,市电供电电源质量一般为:电压波动 15%,频率 $50\text{Hz} \pm 0.5\text{Hz}$,有些地方还达不到此标准,甚至发生停电事故,这些都可能对计算机等敏感设备产生严重影响。另外市电电网中所接各种设备内外部噪声也会对电网造成污染,如:电压浪涌、电压尖峰、电压瞬变、噪声电压、过电压、电压跌落、欠电压、电源中断等。以上各种污染对计算机等设备造成的影响并不相同,都属于应当避免之列,但仅仅依靠市电供电电网是无法解决的。因此,为改善供电质量,保护设备安全运行,一种新型的、能提供安全可靠供电的电源设备就此发展和普及起来了,即 UPS(Uninterruptible Power Supply),也就是不间断电源。

UPS 是一种含有储能装置,以逆变器为主要组成部分的恒压、恒频不间断电源,主要用于给单台计算机、计算机网络系统或其他电子设备提供不间断的电力供应。当市电输入正常时,UPS 将市电稳压后供给负载使用,此时的 UPS 就是一台交流市电稳压器,同时它还向机内电池充电;当市电中断(事故停电)时,UPS 立即将机内电池的电能、通过逆变转换的方法向负载继续供应交流电,使负载维持正常工作并保护负载软、硬件不受损坏。

从 UPS 问世至今,UPS 经历了两个阶段:从旋转式 UPS 到静止式 UPS。旋转式 UPS 由整流器、蓄电池、直流电动机、柴(汽)油机、飞轮和发电机等组成。市电供电情况下,电动机带动飞轮和发电机给负载供电;当断电后,由于飞轮的惯性作用,会继续带动发电机的转子旋转,从而使发电机能持续给负载提供电源(电能—动能—电能),起到缓冲的作用,同时起动柴(汽)油机。这是 UPS 的较早形式,尽管其维护简单,也比较稳定,但系统庞大,操作不便,而且效率低、噪声大、电力品质不高。现在该方案已基本淘汰。由于半导体技术的发展,新型功率器件的发明,产生了静止式的 UPS。本章将主要介绍静止式的 UPS。

2 UPS 工作原理

UPS 从电路结构上可以分为后备式、在线互动式、双变换在线式、双逆变电压补偿在线式四类,下面将分别以每种结构来介绍 UPS 的工作原理。

2.1 后备式

后备式 UPS 的结构如图 8.3-1 所示,是静止式 UPS 的最初形式。

后备式 UPS 由交流稳压器、充电器、蓄电池、逆变器、转换开关五部分组成。其工作原理如下:当市电正常供电

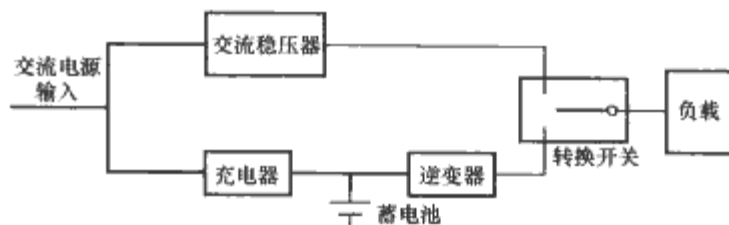


图 8.3-1 后备式 UPS 的结构

时,充电器给蓄电池充电,负载的供电来自交流稳压器。当市电供电电压异常时,转换开关切换到逆变器的输出,此时负载电源由蓄电池经逆变器输出。

后备式 UPS 的特点为:①当市电存在时,市电利用率高,输入功率因数和电源电流谐波含量取决于负载性质,输出能力强,对负载电流峰值系数、负载功率因数、过载等没有严格的限制,输出电压稳定度较差,但能满足一般要求;②当市电中断时,转换时间一般为 $4 \sim 10\text{ms}$ 。

输出转换开关受切换电流和动作时间的限制,一般后备式 UPS 多在 2kVA 以下。

2.2 在线互动式

在线互动式 UPS 的结构如图 8.3-2 所示。

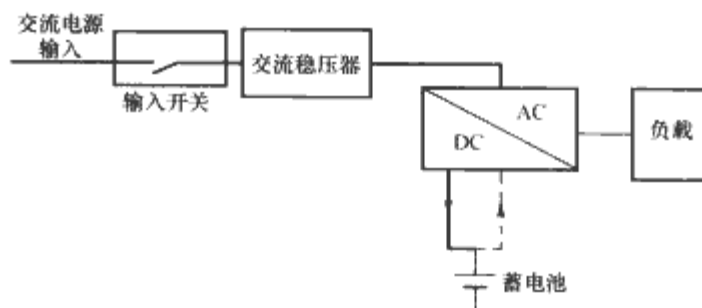


图 8.3-2 在线互动式 UPS 的结构

在线互动式结构的 UPS 由输入开关、交流稳压器、DC-AC 双向变换器以及蓄电池组成。与后备式结构的区别在于:由蓄电池供电的逆变器处于热备份状态,同时对蓄电池充电,一旦输入交流失电,可以马上切换到由逆变器供电,提高响应速度。

在线互动式 UPS 的特点为:①当市电存在时,市电利用率高,可达 98% 以上,输入功率因数和电源电流谐波含量取决于负载性质,输出能力强,对负载电流峰值系数、负载功率因数、过载等没有严格的限制,输出电压稳定度较差,但能满足一般要求,变换器直接接在输出端,并处于热备份状态,对输出电压尖峰干扰有抑制作用;②当市电中断时,因为输入开关存在断开时间,致使 UPS 输出仍有转换时间,但比后备式小得多,电路简单,成本低,市电供电时可靠性高,变换器为能量双向流动的变换器,具有充电和逆变两种功能。

在线互动式 UPS 的转换时间接近于零,并增加了抗干扰能力,属于并联功率调整方式,输出功率多在 5kVA 以下。

2.3 双变换在线式

双变换在线式 UPS 的结构如图 8.3-3 所示。传统双变

换在线式,特别是大功率 UPS,目前仍多采用这种电路结构,属于串联功率传输方式。

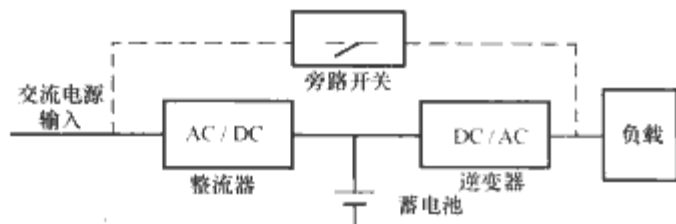


图 8.3-3 双变换在线式 UPS 的结构

双变换在线式 UPS 由 AC-DC 整流器、蓄电池、DC-AC 逆变器和旁路开关构成。当市电存在时,AC-DC 变换器实现整流的功能,同时还向蓄电池充电。该整流器多为晶闸管整流器,目前也有向全控型 PWM 整流器发展的趋势。DC-AC 逆变器完成向负载供电的功能,无论由市电供电,还是转为由蓄电池供电,其转换时间均为零。

只有当逆变器发生故障时,旁路开关才开通,由市电直接供电。

双变换器 UPS 具有以下特点:

- (1) 不管有无市电,负载的全部功率都由逆变器提供,保证高质量的电能输出。
- (2) 市电中断时,输出电压不受影响,无转换时间。
- (3) 在线式 UPS 输出正弦波的波形失真系数小,一般小于 3%。
- (4) 由于全部负载功率都由逆变器提供,因此 UPS 的输出能力不理想,对负载有诸多限制,如负载电流峰值因数、过载能力和负载功率因数等。
- (5) 晶闸管整流器存在输入功率因数低、无功损耗大以及输入的谐波电流会对电网产生较大污染等问题。
- (6) 当市电存在时,串联式的两个变换器都承担 100% 的负载功率,所以 UPS 整机效率较低。

2.4 双变换电压补偿在线式

双变换电压补偿在线式结构又称串并联调整式结构,其结构如图 8.3-4 所示。

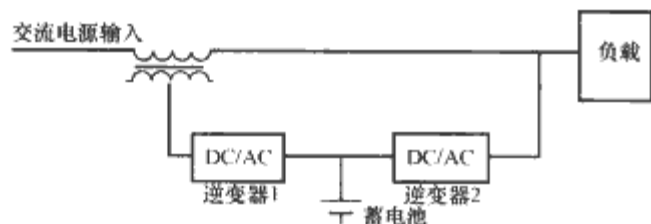


图 8.3-4 双变换电压补偿在线式

双变换电压补偿在线式 UPS 是近年来提出的,主要是把交流稳压技术中的电压补偿原理应用到 UPS 电路中,产生的一种新的 UPS 电路结构模式,属于串并联功率传输方式。

双变换电压补偿在线式 UPS 由变压器、逆变器 1、逆变器 2 以及蓄电池组成。其中两个 DC/AC 逆变器均为能量双向流动的变流器。逆变器 1 的输出电压经变压器串联在 UPS 主电路中,实现对输入电压的补偿。当输入电压高于输出电压额定时,逆变器 1 吸收功率,反极性补偿输入、输出电压的差值;当输入电压低于输出电压额定时,逆变器 1 输出功率,正极性补偿输入、输出电压的差值。逆变器 2 主要补偿逆变器 1 吸收或者发出的功率,并实现对蓄电池的充电。在市电中断时,全部输出功率由逆变器 2 输出,保证输出电压不间断,转换时间为零。

双变换电压补偿在线式 UPS 具有以下特点:

(1) 市电中断时,输出电压不受影响,无转换时间。

(2) 负载电流发生畸变时,由并联的逆变器进行补偿,可以实现输入端的功率因数校正和谐波补偿功能。

(3) 在市电存在时,两个逆变器均只处理负载消耗的部分功率,因此整机效率较高。

3 UPS 主电路结构

由于目前 UPS 多采用双变换在线式和双变换电压补偿在线式结构,因此本节中的主电路结构将主要介绍这两种在线式 UPS 的主电路结构。

传统双变换在线式 UPS 从产生到现在已经历了近 30 年时间。由于它能输出高性能指标的电源,可向负载提供纯净的电源并对负载给予全面的保护,30 年来一直是 UPS 的主流产品。特别是对供电质量要求高的大功率供电系统,基本上都使用传统双变换式 UPS。随着电力电子器件和微电子技术的发展,以及对电源质量要求的提高,前端整流充电器已逐步由半控整流器向全控 PWM 型整流器转换。

双变换电压补偿在线式 UPS 是当前一种性能优越的在线式 UPS。这种 UPS 利用串并联补偿式的原理,在满足市电输入侧功率因数等于 1 的同时,保持负载电压不受市电电压波动的影响,为纯净的正弦波电压,补偿不对称负载,消除市电与负载之间的谐波相互干扰。正常工作时,UPS 容量小于负载容量,输出电能质量高,并联扩容方便。

根据 UPS 的输出相数可分为单相 UPS 和三相 UPS,从原理上来讲,单相 UPS 和三相 UPS 并无本质区别。为了保证本章内容的完整和简洁,本章中对双变换在线式 UPS 主要介绍单相,而对双变换电压补偿在线式主要介绍三相。

3.1 单相双变换在线式 UPS 的电路结构

由于传统的采用不可控整流或半控整流装置的 UPS 会对电源产生很大的谐波电流,因而前端整流器逐步被 PWM 整流器取代。单相双变换在线式 UPS 电路结构如图 8.3-5 所示。

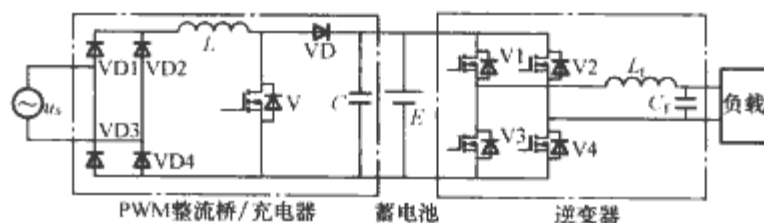


图 8.3-5 单相双变换在线式 UPS 电路结构

图中,为了突出实现电能变换的整流、逆变部分,省略了其他的一些转换开关等。从电路结构上看,单相 UPS 分为三部分:PWM 整流器/充电器、蓄电池和逆变器。其中 PWM 整流器/充电器部分同时实现整流和对蓄电池充电的功能,逆变器则将直流电转化为交流电对负载供电。该结构的 UPS,负载供电始终由逆变器提供。在市电正常的情况下,市电输入通过整流器为蓄电池充电,同时为逆变器提供能量;在市电断电的情况下,输出电能由蓄电池提供,下面将分别对 PWM 整流器和逆变器部分进行讲述。

3.1.1 单相 PWM 整流器

采用无源滤波器的传统方法可以提高功率因数,降低网侧电流的畸变率,但无源滤波器的体积和质量在许多应用中受到限制。因此采用有源功率因数校正的 PFC 电路得到了广泛研究和应用,单相有源功率因数校正器又称 PWM 整流器,如图 8.3-6 所示。

单相 PWM 整流器由二极管整流桥和 Boost 变流器级联

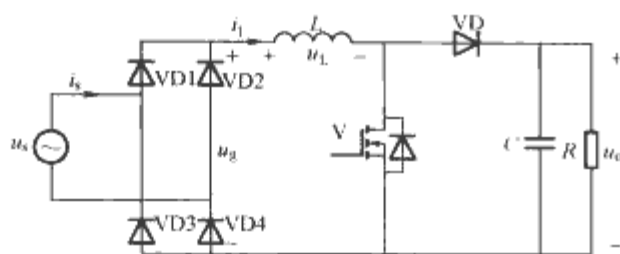


图 8.3-6 单相 PWM 整流器

而成。Boost 变换器有两个功能：①使电源输出电流与电压波形和相位相同，实现单位功率因数；②使输出电压稳压。

在实现单位功率因数的情况下，整流桥输出电压 u_g 满足

$$u_g = |u_s| \quad (8.3-1)$$

单相整流桥是一个非线性电路，但在整流器接纯电阻负载时，如图 8.3-7 所示，在电源输出端也为纯电阻性质，此时对于电源来说，整流桥可以看成是一个线性元件。

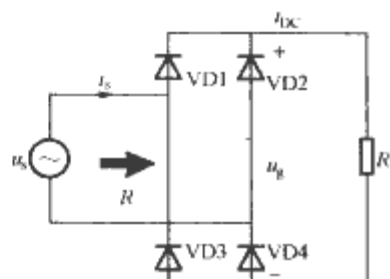


图 8.3-7 单相整流桥接纯电阻负载

图 8.3-7 中的典型波形如图 8.3-8 所示。从图 8.3-8 可以看出，整流桥侧的负载为纯电阻负载时，整流桥侧的电压和电流波形相同，相位相同，同时，电源侧的电压和电流波形也相同。此时整流桥对于电源来说，同样也呈现纯电阻性。

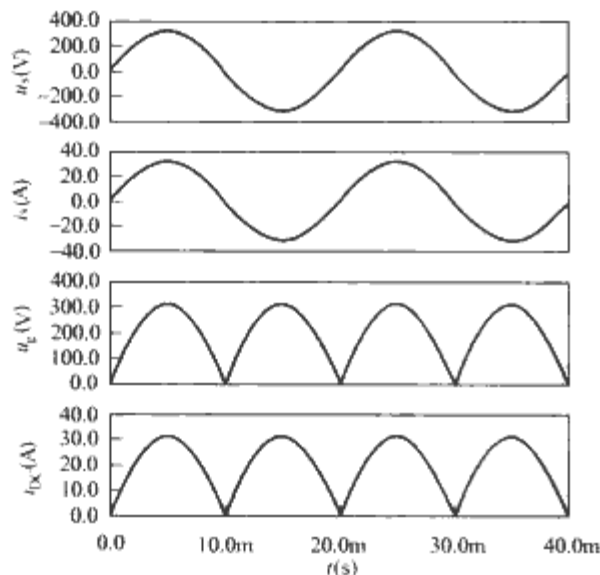


图 8.3-8 单相整流桥接纯电阻负载典型波形

单相 PFC 的思路是在整流桥后端加入 Boost 级，通过控制有源开关使得电感电流 i_L 跟踪整流桥端电压 u_g 。

开关 S 导通时的等效电路如图 8.3-9 所示，此时电感两端的电压为

$$u_L = u_g \quad (8.3-2)$$

电感电压此时为正，因此电感电流上升。

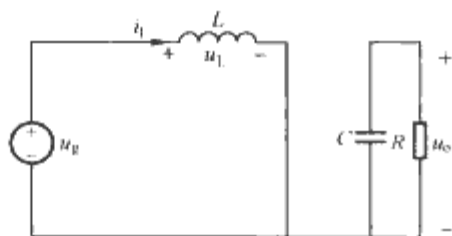


图 8.3-9 开关 S 导通时的等效电路

开关 S 关断时的等效电路如图 8.3-10 所示，此时电感两端的电压为

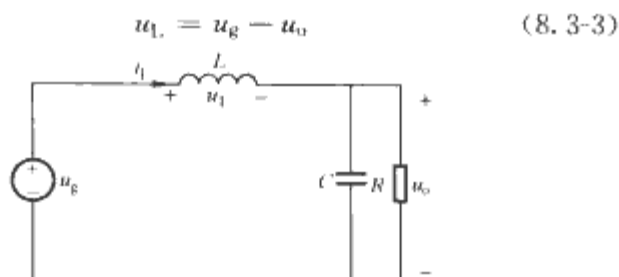


图 8.3-10 开关 S 关断时的等效电路

电感电压此时为负，电感电流下降。某两个开关周期内的电感电压、电流波形示意图如图 8.3-11 所示。

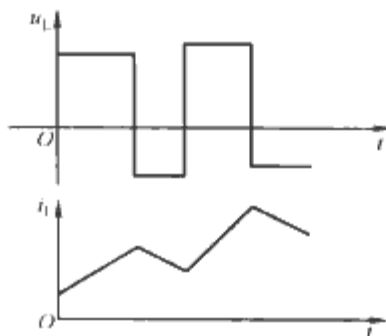


图 8.3-11 某两个周期内的电感电压、电流波形示意图

从以上的分析可以看出，在一个开关周期内，电感电流可以控制为上升，也可以控制为下降。电感电流可控，因而可以控制电感电流来跟踪整流桥端的输出电压，使整流桥的输出端呈现为纯电阻性，电源输入端也呈现为纯电阻性，这样便可以达到功率因数校正的目的。为实现输出电压稳定，可引入输出电压反馈。

3.1.2 单相逆变器的基本原理

前级 PFC 的输出电压是一个稳定的输出电压，为了得到期望的交流电压输出，需要采用交流逆变电路。单相逆变电路可分为半桥结构和全桥结构，其中全桥结构直流侧电压利用率高，得到了广泛的应用。本节主要介绍全桥结构的逆变电路，单相全桥逆变器的结构如图 8.3-12 所示。

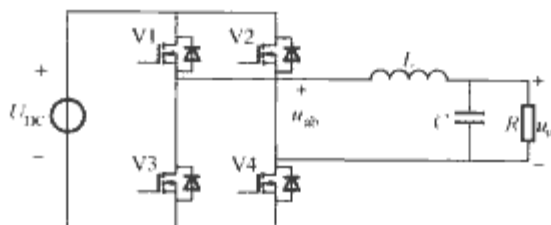


图 8.3-12 单相全桥逆变器的结构

单相全桥逆变器的调制方法可分为方波调制和脉宽调制两大类。其中方波调制方法电路结构简单，但输出电压 THD(谐波总畸变率)大。脉宽调制逆变器既有简洁的电路结构，又有低 THD 的输出电压波形，因而得到广泛应用。脉宽调制逆变技术包括可调脉宽调制逆变技术(多脉宽调制、正弦波调制)、固定脉宽调制逆变技术(改进型正弦脉宽调制、直接确定开关角消除谐波)、可调脉宽消除谐波逆变技术和关联指令分区脉宽调制逆变技术。其中正弦脉宽调制(又称 SPWM)是使用最广泛的调制方法。本节主要介绍正弦脉宽调制方法。正弦脉宽调制方法又可分为单极性和双极性调制两种。

3.1.2.1 单极性脉宽调制逆变技术

用幅值为 U_r 的参考正弦波与幅值为 U_c 、频率为 f_c 的三角波比较，产生功率开关 V1~V4 的驱动信号。单极性正弦脉宽调制的原理波形如图 8.3-13、图 8.3-14 所示。图

8.3-13是用两个极性相反的参考正弦波即调制波 u_{r1} 、 u_{r2} 与双向三角载波比较得到4个开关管的驱动信号。其中 u_{r2} 与三角载波比较得到的信号用于驱动开关管 V1 和 V3, V1 和 V3 互补导通; u_{r1} 与三角载波比较得到的信号用于驱动开关管 V2 和 V4, V2 和 V4 互补导通。

图 8.3-14 是用单相正弦波全波整流电压信号与单相三角载波相比较得到驱动信号的。在 $0 \sim \pi$ 的区间内, 使 V4 一直导通, 三角载波与调制波比较得到开关 V1 和 V3 的控制信号; 在 $\pi \sim 2\pi$ 的区间内, 使 V2 一直导通, 三角载波与调制波得到开关 V1 和 V3 的控制信号。但在两个区间内, V1 和 V3 的控制逻辑刚好相反。

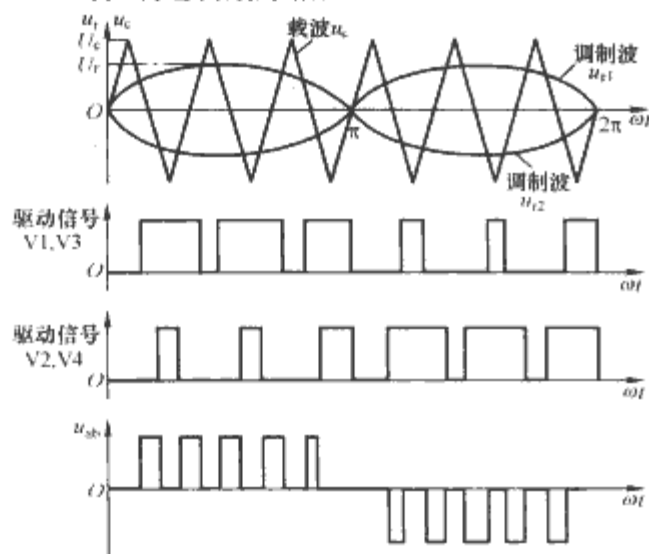


图 8.3-13 双向三角形载波单极性 SPWM 示意图

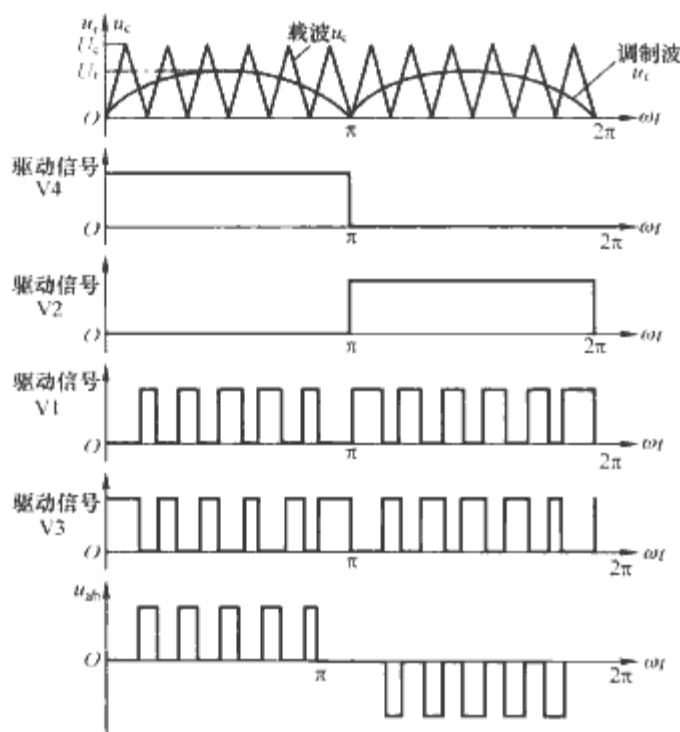


图 8.3-14 单向三角形载波单极性 SPWM 示意图

3.1.2.2 双极性脉宽调制逆变技术

双极性正弦脉宽调制原理波形如图 8.3-15 所示, 输出电压 u_{ab} 的波形在 $0 \sim 2\pi$ 区间关于中心对称, 在 $0 \sim \pi$ 区间关于轴对称。

3.2 三相双变换电压补偿在线式 UPS

双变换电压补偿在线式三相 UPS 的电路结构如图 8.3-16 所示。

图中变流器 I 和 II 都是双向 AC/DC SPWM 变流器, 其直流侧接蓄电池 E_b (其内阻等效为理想的恒定电阻 R_b) 和电容 C 。变流器 I 经电感 L_1 和变压器 T 输出电压 Δu 串接在电源电压 u_s 和负载电压 u_L 之间, 称之为串联补偿变流器。其

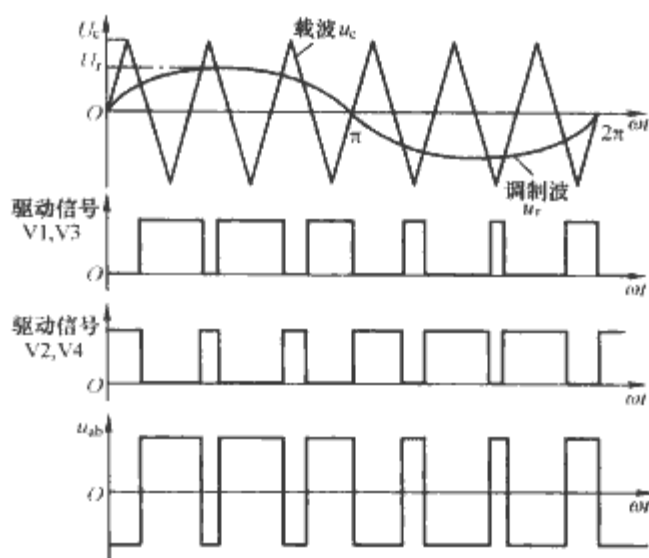


图 8.3-15 双极性正弦脉宽调制 (SPWM) 原理波形

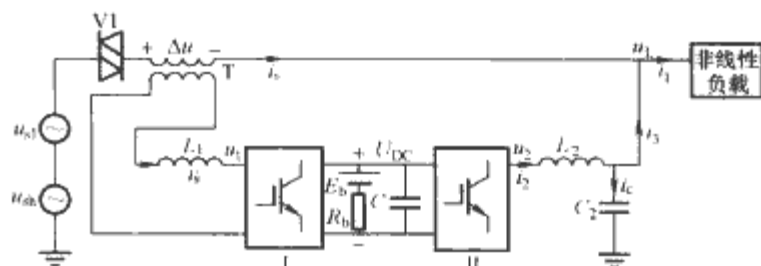


图 8.3-16 双变换电压补偿在线式三相 UPS 原理图

输出的补偿电压由两部分组成: $\Delta u = \Delta u_1 + \Delta u_h$, Δu_h 为谐波补偿电压, 它与交流电源中的谐波电压 u_{sh} 大小相等, 但方向相反; Δu_1 为基波电压补偿量, 补偿电源电压基波 u_{s1} 与负载电压额定值 u_R 的偏差。所以变流器 I 提供的补偿电压 Δu 既抵消 u_s 中的谐波 u_{sh} , 又补偿基波电压 u_{s1} , 使负载电压 u_L 成为与电源基波电压 u_{s1} 同相的正弦波额定电压 u_R 。

变流器 II 经 L_2 、 C_2 滤波后并接在负载两端, 称之为并联补偿变流器。若负载为非线性负载, 则负载电流 i_L 由基波有功电流 i_{LP} 、基波无功电流 i_{LQ} 和谐波电流 i_{Lh} 三部分组成。对变流器 II 进行实时控制, 可使它输出至负载的电压为正弦波额定电压 u_R , 并向负载输出电流 $i_3 = i_{LQ} + i_{Lh} + (i_{LP} - i_s)$ 。其中 i_{LQ} 、 i_{Lh} 补偿负载无功和谐波电流, 使电源仅向负载输出基波有功电流 i_s , 而负载的有功电流 i_{LP} 则由交流电源 (i_s) 和变流器 II (i_{2d}) 共同提供。

由上述分析可知, 对非线性负载, 电源电压高于或低于额定值 u_R 且含有谐波电压时, 这种 UPS 通过串、并联补偿变流器的共同作用, 可使负载电压 u_L 补偿到与电源电压同相的额定正弦电压 u_R , 避免了网侧谐波电压对负载的影响; 同时电源仅输入基波有功电流 i_s , 功率因数近乎为 1, 克服了传统双变换在线式 UPS 因输入整流部分所带来的输入功率因数较低的缺点。通常电源基波电压偏离额定值小于 $\pm 15\%$, 因此变流器 I 仅补偿 $\Delta u \leq \pm 15\%$ 的额定电压, 其容量仅为系统容量的 20% 左右。正常时市电与双变流器共同对负载供电, 两变流器的最大功率强度只有负载功率的 20%, 相对始终在 100% 负载功率下工作的传统双变换在线式 UPS 而言, 不仅整机效率高、功率器件损耗小、寿命长、可靠性高, 而且有足够功率裕量去应付特殊的负载 (冲击负载、瞬间过载等), 因此输出能力得到很大的增强, 相同容量的造价也降低了。一旦市电停电, 变流器 II 从蓄电池获取电能继续不间断的对负载供电; 当电网正常后, 重新恢复市电与双变流器共同对负载供电, 在正确的控制策略作用下, 可以实现输出电压无间隙、无突变。

双变换电压补偿在线式 UPS 具有以下特点:

(1)UPS 中的两个逆变器,一个通过变压器接在电路的输入端与负载串联,对市电输入量进行连续的监视和补偿;另一个通过滤波器在电路的输出端与负载并联,对输出量进行连续的监视和补偿。

(2)把全功率变换改成了补偿量变换,使逆变器的容量大大减小,逆变器的容量一般只有负载容量的 20%,降低了损耗,提高了效率,也使过载能力大大提高。

(3)接在电路输入端与负载串联的逆变器,工作在电流源状态,相当于一个大电感;接在电路输出端与负载并联的逆变器,工作在电压源状态,相当于一个大电容。电感和电容组成了一个性能良好的 LC 滤波器,阻断了市电与负载之间的谐波互相干扰。

(4)两个逆变器都可以双向四象限工作,整流时工作在 Boost 开关整流器状态,使两个逆变器一个工作在整流状态,另一个工作在逆变状态,互为电源,并保持输入与输出功率的平衡。

4 UPS 电源的控制

UPS 电源的控制技术分为单相双变换在线式和三相双变换电压补偿在线式 UPS 两部分进行介绍。

4.1 单相双变换在线式 UPS 控制

其中单相双变换在线式 UPS 由于包括 PFC 和单相逆变器两部分,因此分别介绍单相 PFC 和逆变器的控制方式。

4.1.1 单相功率因数校正电路的控制

为了实现电感电流跟踪整流桥端的输出电压实现功率因数为 1,有多种控制方式,典型的控制方式有平均电流控制、输入电压前馈控制、峰值电流控制、滞环控制、临界电流控制、非线性载波控制和单周控制等。其中平均电流控制方式是用得最多的一种控制方法,本节主要介绍单相功率因数校正电路的平均电流控制方法。平均电流控制单相 PFC 控制框图如图 8.3-17 所示。

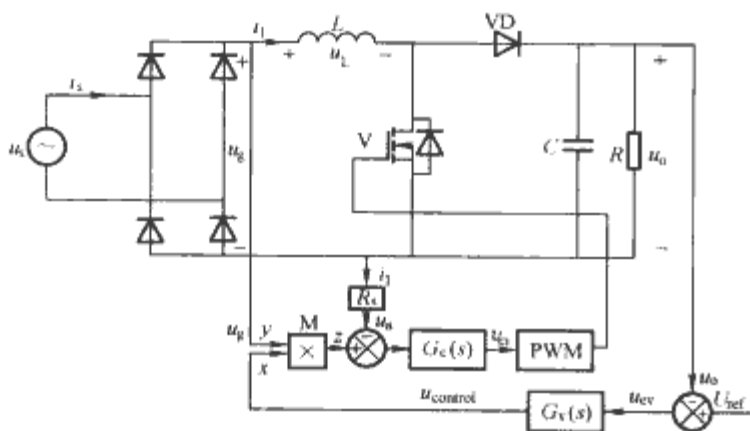


图 8.3-17 平均电流控制单相 PFC 控制框图

单相 PFC 的平均电流控制电路主要由电压反馈外环和电流反馈内环构成。构成的主要元器件有基准电压 U_{ref} 、电压误差放大器 $G_v(s)$ 、乘法器 M 、电流误差放大器 $G_c(s)$ 、脉宽调制器和驱动器等。

其工作原理是:变换器的输出电压经取样后(在图中省去电压取样环节)与基准电压 U_{ref} 比较后,通过电压误差放大器 $G_v(s)$,其输出信号为 x ,整流后的输入电压 v_g 的检测值为 y , x 、 y 作为乘法器的输入,乘法器的输出 $z(z=xy)$ 作为电流反馈控制的基准信号。整流桥端输出电流即电感电流 i_L 由采样电阻 R_s 检测,所得到的信号 u_a 与乘法器的输出 z 的差值送入电流误差放大器 $G_c(s)$,输出控制信号 u_{ei} , u_{ei} 送入 PWM 调制器与锯齿波相比较得到开关 V 的控制信号,

经过驱动单元后控制开关的通断,从而使整流输出电流(即电感电流) i_L 跟踪整流电压 u_g ,使电源输出电流谐波含量减小,功率因数提高。

4.1.2 单相 UPS 中逆变器的控制

当电源电压、负载等发生变化时,为了使单相 UPS 中逆变器部分达到规定的静态和动态性能,通常采用占空比调节控制技术,它包括脉宽调制(PWM)、脉频调制(PFM)技术。按照反馈环路,逆变器的闭环控制可分为电压型和电流型控制技术;按照硬件实现手段,又可分为模拟控制和数字控制。本节主要介绍电压型与电流型控制技术。

4.1.2.1 电压型控制技术

电压型单闭环控制原理如图 8.3-18(a)所示,将变换器的输出电压反馈信号 u_{of} 与基准电压信号 u_r 进行比较,经补偿器(PI、PID 调节器)后得到误差信号 u_e ,将此信号与载波 u_c 交截,经适当的逻辑变换和整形功放后驱动控制逆变器。

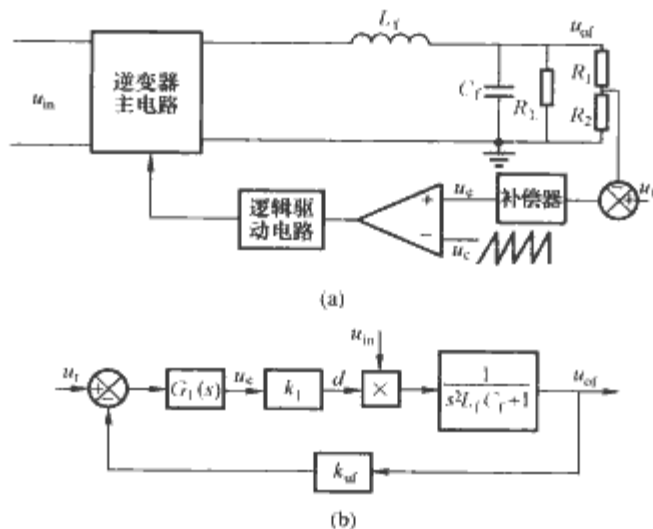


图 8.3-18 电压型单闭环控制原理

(a) 结构图; (b) 原理框图

图 8.3-18(b)中, $G_1(s)$ 为误差放大器的传递函数, $d = k_1 u_e$ 为 PWM 信号的占空比, $k_{of} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ 为输出电压反馈系数。

控制系统的开环传递函数 $G(s)$ 、 $H(s)$ 为

$$G(s)H(s) = \frac{k_1 G_1(s)}{s^2 L_f C_f + 1} k_{of} \quad (8.3-4)$$

闭环传递函数为

$$\frac{u_o(s)}{u_r(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{k_1 G_1(s)}{s^2 L_f C_f + k_1 k_{of} G_1(s) + 1} \quad (8.3-5)$$

从式(8.3-4)和式(8.3-5)可知,该系统为二阶系统。输出滤波电感和滤波电容一般都比较大,谐振频率 $f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}}$ 较低。该控制系统幅频特性曲线如图 8.3-19(a)所示。系统在中频段是以 -40dB/dec 的斜率穿过横坐标的,不符合稳定性要求。采用 PI 调节器也只是为了减小稳态误差,零点很低,中频段仍然以 -40dB/dec 的频率穿越横坐标。为此,该系统需要进行校正。在中频段加一个串联的超前校正环节,就能使其开环幅频特性低、中、高频段都能满足要求,如图 8.3-19(b)所示。

如果截止频率 ω_c 太小,则系统的动态响应速度太慢;如果截止频率 ω_c 太大,则系统的稳定性就差。设 f_s 为开关频率,则截止频率 ω_c 通常为

$$\omega_c = \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{5}\right) 2\pi f_s \quad (8.3-6)$$

电压控制方式有如下特点:

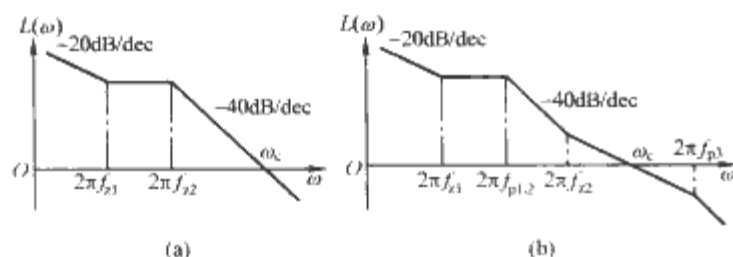


图 8.3-19 电压型控制系统的幅频特性曲线
(a) 无校正网络; (b) 有校正网络

(1) 单闭环反馈控制, 较易设计和分析。

(2) 当输入电源电压、负载、功率电路元器件参数变化时, 只有等到输出电压变化后, 反馈环路才能起到调节输出电压的作用, 动态响应速度慢。

(3) 输出滤波器为控制环路增加了两个极点, 因而需要降低误差放大器的主极点低频响应, 或在补偿网络中增加一个零点。

(4) 环路增益随输出电压变化, 从而使得补偿更加复杂。

4.1.2.2 电流型控制技术

电流控制技术是一种性能优良的控制技术, 主要包括峰值控制技术和平均电流控制技术两大类。电流控制技术是引入电压外环和电流内环的双环控制技术, 其中平均电流控制技术应用更广泛, 下面简要介绍平均电流控制技术。

平均电流控制技术是将高增益的积分电流误差放大器引入电流环, 电压误差放大器的输出作为电流环的参考信号, 电流误差放大器的输出与锯齿波进行比较得到功率开关的控制信号。电流型控制逆变器控制框图如图 8.3-20 所示。

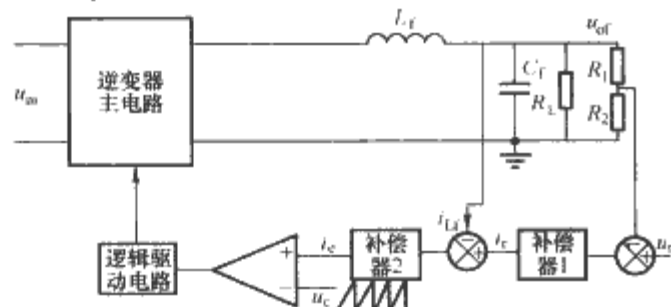


图 8.3-20 电流型控制逆变器框图

4.2 三相双变换电压补偿在线式 UPS 的控制

三相双变换电压补偿在线式 UPS 中包括并联逆变器和串联逆变器, 下面分别对串联和并联逆变器的控制方式进行介绍。

4.2.1 串联变流器受控为基波正弦电流源

在图 8.3-16 所示的 UPS 中, 采用双变流器串—并联补偿后应实现: 市电输入电流 i_s 是与 u_{s1} 同相的正弦有功电流, 电源供电的功率因数为 1; 同时使得负载电压 u_L 为基波正弦电压, 而且 $u_L = u_R$ (额定值) 并与 u_{s1} 同相。

串联变流器 I 作为基波正弦电流源运行, 向交流电网注入电压 $\Delta u = \Delta u_1 + \Delta u_h$, Δu_h 与电源谐波电压 u_{sh} 大小相等、方向相反, $\Delta u_1 = u_{s1} - u_R$ 。同时串联变流器向电网串联注入基波正弦电流 i_s , i_s 与 u_{s1} 同相, 使交流电源电流中无谐波电流、无功电流, 供电功率因数为 1, 其控制框图如图 8.3-21 所示。

检测三相 A、B、C 系统的负载电压 (u_{LA} 、 u_{LB} 、 u_{LC})、负载电流 (i_{LA} 、 i_{LB} 、 i_{LC}) 和电源电压 (u_{sA} 、 u_{sB} 、 u_{sC})。经三相静止到两相同步旋转坐

标变换(ABC/dq)和低通滤波器 LPF 后得到与基波交流分量对应的直流分量 U_{Ld} 、 U_{Lq} 、 I_{Ld} 、 I_{Lq} 、 U_{sd} 、 U_{sq} , 作为串联控制器的输入。

图中指令电流 I_s^* 反映了负载所需有功功率的大小, 忽略电池充电功率和系统中电感、电容、开关器件的功率损耗, 由系统功率平衡可知: $P_{sdc} = U_{s1} I_s^* = P_{Ldc} = U_{Ld} I_{Ld} + U_{Lq} I_{Lq}$, 则有

$$I_s^* = P_{Ldc} / U_{s1} \quad (8.3-7)$$

式中: P_{sdc} 为交流电源输入功率; P_{Ldc} 为负载有功功率; U_{s1} 为输入电源电压的基波幅值。

按式(8.3-7)求出 I_s^* , 并以此值作为串联变流器 I 的电流控制指令, 经 dq/ABC 变换后获得三相指令电流 i_{sA}^* 、 i_{sB}^* 、 i_{sC}^* , 再经滞环电流比较后获得串联变流器的 PWM 开关控制信号, 使电源电流 i_s 跟踪 I_s^* , 则可实现作为正弦电流源的串联变流器对电源电流的控制功能和对电源谐波电压的补偿(隔离)功能。由于系统在运行期间始终并接蓄电池工作, 维持了直流端电压的基本恒定且忽略电池充电功率和系统中电感、电容、开关器件的功率损耗, 因此在此控制框图中没有添加直流端电压控制环节。

4.2.2 并联变流器受控为基波正弦电压源

并联变流器 II 作为基波正弦电压源运行, 输出与 u_{s1} 同相的额定值正弦波电压 u_R , 同时经 L_2 、 C_2 后输出补偿电流为

$$i_3 = i_{LQ} + i_{Lh} + i_{2d} = i_{LQ} + i_{Lh} + (i_{LP} - i_s) \quad (8.3-8)$$

可见并联变流器除补偿负载无功电流、谐波电流外还输出部分有功电流 $i_{2d} = i_{LP} - i_s$ 。

令并联变流器 II 输出电流为 i_2 , 负载电压为 u_L , 输出补偿电流为 i_3 , 即

$$i_3 = [i_{3A} \ i_{3B} \ i_{3C}]^T \quad (8.3-9)$$

$$i_2 = [i_{2A} \ i_{2B} \ i_{2C}]^T \quad (8.3-10)$$

$$u_L = [u_{LA} \ u_{LB} \ u_{LC}]^T \quad (8.3-11)$$

则由图 8.3-16 可得到三相静止 ABC 系统电流平衡方程为

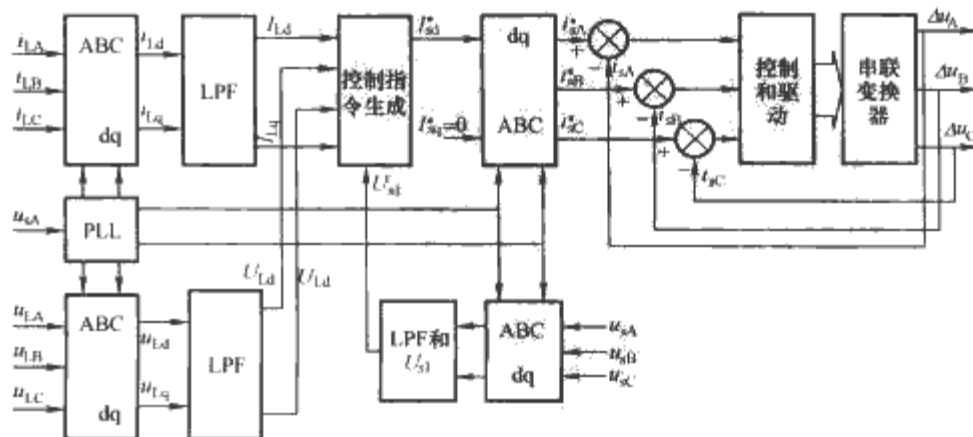
$$c_2 (du_L/dt) = i_c = i_2 - i_3 \quad (8.3-12)$$

利用三相静止到两相同步旋转坐标变换关系, 由 A、B、C 三相静止坐标系电流方程式(8.3-12), 可得到两相旋转坐标系电流方程式为

$$i_{2d} = i_{3d} + \omega c_2 u_{Lq} + c_2 (du_{Ld}/dt) \quad (8.3-13)$$

$$i_{2q} = i_{3q} + \omega c_2 u_{Ld} + c_2 (du_{Lq}/dt) \quad (8.3-14)$$

由式(8.3-13)、式(8.3-14)可以构成如图 8.3-22 所示的变流器 II 控制系统。在控制系统中负载电压指令 $U_{Ld}^* = |u_R|$, $V_{Lq}^* = 0$, 经电压 PI 调节器作用保证了输出电压为正弦额定值 u_R 。电流指令 i_{2d}^* 、 i_{2q}^* 取自电压调节器输出、补偿



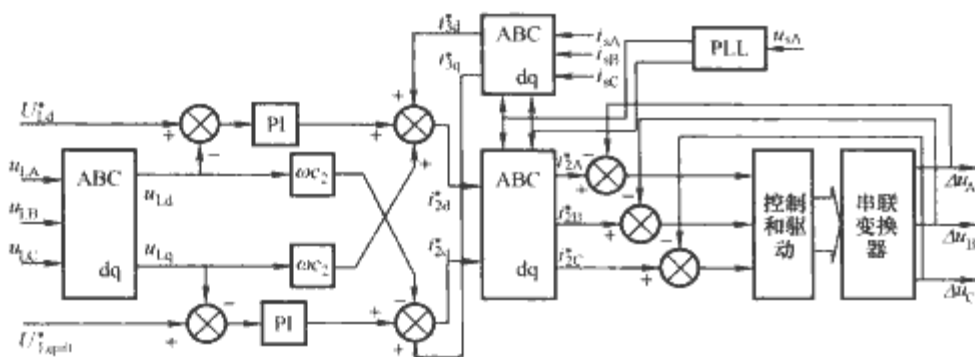


图 8.3-22 并联变流器受控为基波正弦电压源控制框图

电流前馈及电容电流交叉解耦电流之和，经电流滞环控制作用，使并联变流器输出电流 i_2 包含负载所需要的无功电流 i_{2q} 和谐波电流 i_{2h} 及恰如其分的有功电流 i_{2d} 。

根据以上控制策略，由于串联变流器受控为基波正弦电压源，电源电流 i_s 为与电源基波电压同相的正弦有功电流，从而使得非线性负载中的无功和谐波电流经并联变流器得到补偿。同时并联变流器受控为基波正弦电压源，使负载输入电压 u_L 为与电源基波电压 u_{s1} 同相的正弦波额定电压 u_R ，从而使得电源电压中的谐波与基波偏差经串联变流器得到补偿(或隔离)。

5 UPS 主电路设计

UPS 的主电路设计主要包括功率电路中的功率元器件和无源元器件的设计。本节将以单相双变换在线式 UPS 为例讨论 UPS 主电路的设计。单相双变换在线式 UPS 的电路结构如图 8.3-5 所示，主要包括前端功率因数校正单元和后端全桥逆变单元。

设计主要分为 PFC 和逆变器的主电路设计两部分。

电路参数指标如下：

输出电压：输出为单相 AC 220V(有效值)，频率为 $50\text{Hz} \pm 1\text{Hz}$ 。

输出功率：1kW，允许过载 20%，即 $P_{\text{ormax}} = 1200\text{W}$ 。

输出电流：在电压峰值时的电流峰值允许最大为有效值的 3 倍。

效率：PFC 效率 $\eta_{\text{PFC}} \geq 95\%$ ，逆变器效率 $\eta_{\text{inv}} \geq 92\%$ ，整机效率 $\eta \geq 87.4\%$ 。

输入电压： $U_{\text{in}} = 176 \sim 264\text{V}$ 。

5.1 PFC 主电路设计

选择输出电压：400V。

PFC 输入功率： $P_{\text{inmax}} = \frac{P_{\text{ormax}}}{\eta} = \left(\frac{1200}{87.4\%} \right) \text{W} = 1373\text{W}$ 。

最大网侧输入电流峰值： $i_{\text{pk}} = \frac{\sqrt{2}P_{\text{inmax}}}{U_{\text{inmin}}} = \left(\frac{\sqrt{2} \times 1373}{176} \right) \text{A} = 11\text{A}$ 。

电感电流纹波 $\Delta I_{\text{p-p}}$ 以电流峰值的 20% 计，因此 $\Delta I_{\text{p-p}} = (0.2 \times 11)\text{A} = 2.2\text{A}$ 。

最低输入电压峰值处的占空比

$$D = 1 - \frac{U_{\text{p-p}}}{U_o} = 1 - \frac{\sqrt{2} \times 176}{400} = 0.38$$

选择开关频率 100kHz，那么功率因数校正电感为

$$L = \frac{\sqrt{2}U_{\text{inmin}}}{f_s \Delta I_{\text{p-p}}} = \left(\frac{\sqrt{2} \times 176}{100 \times 10^3 \times 2.2} \right) \text{mH} = 1.13\text{mH}$$

输出电容的选取，考虑对电路维持时间的要求，实际容量为

$$C_o = \frac{2P_o \Delta t}{U_o^2 - U_{o1}^2}$$

上式中 U_{o1} 为最小输出电压。若维持时间以 34ms 计且最小输出电压为 350V，可求得输出电容为

$$C_o = \left(\frac{2 \times 1373 \times 34 \times 10^{-3}}{400^2 - 350^2} \right) \mu\text{F} = 2490\mu\text{F}$$

根据以上计算结果，电感可以选取 1.5mH，输出电容选择 450V/3300 μF 。功率开关可选择 IXT30N60P 型号的 MOSFET，为 600V/30A 的器件，二极管可选用 IXF30N60P，为 600V/30A 器件。

5.2 逆变器主电路设计

逆变器处理的功率为

$$P_{\text{invmax}} = \frac{P_{\text{ormax}}}{\eta_{\text{inv}}} = \left(\frac{1200}{92\%} \right) \text{W} = 1304\text{W}$$

那么输出电流峰值为

$$i_{\text{invpk}} = \frac{3P_{\text{invmax}}}{U_{\text{out}}} = \left(\frac{3 \times 1304}{220} \right) \text{A} = 17.8\text{A}$$

所以开关管的定额可选为 600V/30A 的 MOSFET (IXT30N60P)。

输出 LC 滤波器： L 为工频电感，电感量可选 1~2mH； C 为工频电容，可选 AC CBB61-10 μF -250V。

6 UPS 选型、使用和维护

在选择 UPS 时，对其运行性能的考虑是很重要的，效率和可靠性通常与选择的 UPS 设备、负载和运行环境有关。所以，一方面应尽可能理解和掌握它的原理和技术，另一方面必须熟知操作程序及维护管理方法，以期安全、合理地使用 UPS，并延长其使用寿命。同时，在选择容量时要考虑今后发展的裕量。

6.1 设备的选型与安装

6.1.1 设备的选型

用户选购 UPS 设备时，首先应该清楚自己欲购的 UPS 用在什么设备上，该设备所需的供电指标如何，尤其是所需电压等级、电压波形、交流电的频率、功率等级等；其次还应该清楚 UPS 的负载是感性、阻性还是容性，其负载功率因数约为多少。了解或掌握的这些情况，就可以作为选择 UPS 设备的功率等级和输出波形的依据。

在掌握了 UPS 负载的指标后，可将其列成数据表格，然后按该表格中的数据去选购 UPS。技术指标中尤为重要是功率等级和输出波形。一般 UPS 的额定输出功率是指其负载功率因数在规定范围内，UPS 可输出的功率，而不是任意负载下可输出该功率，即 UPS 的输出功率指标与负载功率因数密不可分。

使用 UPS 供电的设备，根据其数据，可得到设备的供电指标或要求，应依此要求去衡量某品牌 UPS 的技术指标是否合乎需要。一般用户应考虑的技术指标有：①UPS 的输入电压和输出频率；②输入电压相数及额定输入电流等输入指标；③UPS 的输出电压、输出电压波形、输出电压相数、额定输出功率及电压稳定度等输出指标；④蓄电池的类型、蓄电池组的电压、备用时间等有关蓄电池的指标；⑤UPS 的效率及使用环境条件等。

考虑 UPS 的输入指标，主要是使用户注意 UPS 的应用场所能否提供合乎其要求的市电，即市电的电压、频率、相数要与 UPS 的要求一致，否则无法使 UPS 运行。如：用户

只有单相的照明市电,显然不能购买三相交流电输入的UPS产品。

除考虑UPS的输入、输出指标外,还应考虑UPS的应用环境条件(如温度、湿度、海拔高度和电磁干扰等)及是否具有网管接口等。如果应用环境温度过低($T < 20^{\circ}\text{C}$),则UPS中蓄电池已不能保持原有容量,因此,原后备时间也得不到保证。如果UPS工作时所产生的电磁干扰严重,则可能导致用电设备无法正常工作;反之,用电设备所产生的电磁干扰也会影响UPS的运行可靠性。

一般而言,UPS产品的性能越好则价格越高,这同其他商品一样。但对用户而言,购买性能先进的UPS产品还是购买价格便宜的UPS产品,要完整、全面地回答这个问题必须掌握方方面面的具体情况,但最根本的原则是:实用、可靠、经济。如:用户要为微机选配UPS时,完全可以选购性能良好的后备式方波输出的UPS产品,而不必选择价格较高的在线式正弦波输出UPS。这是因为微机内置电源为采用PWM技术的开关电源,而开关电源可以适应方波输入。此外,开关电源的输出滤波电容容量较大,不会因市电与逆变器输出相互转换(时间小于5ms)而出现供电中断。

6.1.2 UPS的安装

UPS设备的安装是将UPS的全部配置按规定正确装配就位,并安装在合适的位置。UPS的安装除整个系统的硬件安装外,对一些智能化的UPS产品还应该包括控制软件的安装。

6.1.2.1 场地及环境

对于场地及环境的选择,既要考虑UPS的安全运行,又要考虑负载的实际情况,以期保证UPS运行正常、供电可靠。一般考虑UPS的安装场地和环境时,主要注意以下几个方面:

- (1) 场地应清洁干燥、通风良好、湿度和温度适宜。
- (2) 选择无有害气体的场所。
- (3) 离开热源。
- (4) 室内(机房内)绝缘良好。
- (5) 防止闲杂人员进入,防止鼠咬电缆。

6.1.2.2 正确安装

UPS的安装正确与否将直接影响其正常运行。对一些输出功率较大的大型UPS而言,其产品安装有详细的安装说明示意图和安装步骤,一般厂家有专门技术人员安装。对输出功率较小的UPS产品而言,大部分为一个机箱结构且电源线和输出线均已配置完好,用户在购机后的安装工作可自行完成。在对这类UPS安装时应注意以下几个方面:

- (1) 正确选择市电配线和开关容量。
- (2) 相序连接正确。
- (3) 接地。

6.1.3 模拟运行

UPS设备安装完毕后,经过初步检查无误后,即可着手模拟运行工作。要做的工作有:

- (1) 工具、仪器、仪表和模拟负载的设备。
- (2) 绝缘检查及耐压检查。
- (3) 空载运行或轻载运行。
- (4) 送电、停电、复电检验。
- (5) 验证各项指标并做好记录。

6.2 日常维护与管理

正确使用并科学管理UPS,将直接影响其运行的稳定性和使用寿命,这也是降低故障率的重要因素。故障发生率

的高低和使用寿命的长短,既与厂家的生产技术有关,也与安装技术相关联,更与日常维护管理密不可分。

正确地使用与维护管理,对于用户来说是指从设备购入开始的。这项工作包括:提供良好的工作条件,适宜于UPS安装的环境场所,分派专人专用,进行专业的知识培训,提高其业务技能,制定详尽的操作使用规程、维护管理制度,建立日常检查和定期维修制度,妥善管理好备品、备件,建立UPS设备系统的技术档案。这些事项做好了,一定会提高UPS运行的稳定性,延长其使用寿命。

6.2.1 操作使用的注意事项

(1) UPS实际可带的负载量与负载的功率因数有关,负载为纯容性或纯感性负载时,它实际允许的输出功率都小于其标称的输出功率。UPS不宜带感性负载。

(2) UPS的输出端不宜带晶闸管类或半波整流型负载。若在实际工作中确需带此类负载时,可采取适当的缓解措施,如增大UPS的额定输出功率,增加或改变负载中阻性负载与感性负载之间的比例,或者直接在UPS输出端与负载之间加入隔离变压器和输入、输出滤波装置等。

(3) 后备式UPS的前级不宜增添带有大电抗元件的交流稳压器,因为它会使市电供电与逆变器供电之间的转换时间加长,极有可能造成微机系统在运行中产生错误的自检启动动作,易破坏微机内正在运行的软件。在线式UPS在前级增添交流稳压器(如净化电源),则可确保其在执行市电旁路供电与逆变器转换时的同相、同频、同幅,从而安全切换成功,这也是与后备式UPS之间有较大差异的地方。

(4) 在线式UPS带负载工作情况下,若将UPS作为开关来直接进行开、停机,易在带载启动或停机时烧毁逆变器的功率开关器件,特别是在以功率MOS管作为功率开关器件的UPS中。对于具有延迟启动功能,但采用晶闸管来作为市电供电和逆变器供电的转换开关的UPS来说,当市电质量太差或市电起伏过大时,其带载的开机或停机都易造成设备的故障发生。无论是在线式还是在后备式UPS,都应尽量减少无谓的开停机次数,降低人为因素导致的故障发生率。

(5) 使用晶闸管作静态开关的小型UPS虽已采用了市电同步锁相技术,但一般没有设置同步转换条件判断电路,因此在实际执行切换时,可能会出现电源“反灌”现象而烧毁逆变器末级功率开关器件或损坏静态转换开关。为解决这一问题,常将逆变器的输出电压调得略高于旁路电源电压。

(6) UPS工作在相互干扰较重的电网中时,易出现:

1) 由电网中性线串入的干扰引起UPS电源的控制电路误动作。

2) 不加交流稳压电源的UPS产生频繁或错误的切换。

3) 对于那些具有同步锁相功能的在线式UPS来说,易使同步回路反复处于市电强制同步和失锁不同步的切换状态中,从而使同步回路输出的脉冲序列产生强烈的相位摆动。

(7) 后备式UPS在市电供电时,其控制电路无过电流或短路的自动快速保护功能,因此,不可轻易加大市电输入熔丝容量。

(8) 用户在自配长延时蓄电池组时,应安装适当的“噪声反灌”抑制装置,配置合适的充电器,并尽量减短引线。

(9) 在线式UPS不宜在蓄电池组接线开关处于断开状态下或在蓄电池组内阻变得较大的条件下重载运行。因为这时会在逆变器的直流输入线上产生低频干扰以及频率与脉宽调制波相同的变频干扰,严重时,其干扰会引起逆变器动作,从而引发故障。

(10) 随时注意蓄电池组的工作状况。因为 UPS 大多使用铅酸蓄电池, 深度放电会降低蓄电池的性能, 应尽可能避免, 同时, 做好蓄电池的维护工作。

(11) 智能化 UPS 除具有普通 UPS 的功能外, 还能对本身的运行情况进行监控。在 UPS 运行异常时, 它能根据监测的结果进行判断和处理。一旦发生故障, 可指出故障的类型并适时显示, 同时根据需要采取必要的应急控制动作。智能化 UPS 也可针对不同蓄电池的不同要求, 自动完成对蓄电池的分阶段恒流充电, 自动检测各种监测参数, 按照说明书给出的指标自动定期进行自检。

对具体的 UPS 设备而言, 用户应该阅读用户手册, 熟练掌握各种操作使用规则, 从而有效地避免发生人为操作故障。

6.2.2 日常维护中的注意事项

要使 UPS 长期、稳定、可靠地运行, 用户必须搞好日常管理工作。

6.2.2.1 日常点检

日常点检, 就是对 UPS 的各部分配置、运行情况及工作状态进行经常性的检查。通过日常点检和日常点检记录, 操作管理人员能随时掌握设备的运行和使用情况, 从中发现 UPS 是否存在故障隐患, 如果发现故障隐患, 就及时地采取措施排除隐患。日常点检是一项不间断、经常性的管理工作, 由值班操作人员或专职管理人员负责实施, 并随时做好日常点检记录。无论点检的结论正常还是不正常, 都要认真登记, 特别是遇到工作中的异常情况, 更要详细记录, 对下一班当班人员做好交代, 尽早处理解决。日常点检表格可根据具体设备或各单位具体情况而设。点检时, 点检人员可根据表中所列点检内容逐一进行检查, 一边检查, 一边填写检查记录, 防止漏检、误查。点检完后, 若有异常情况, 除在“点检结果”栏写明情况外, 还应在备注和重要提示栏里标明, 并报告主管人员及时处理, 未及时处理完毕必须交下一班值班人员的, 还需当面交代清楚。日常点检表应装订成册, 定期存档。点检完毕做好所有的记录工作。

日常点检次数可根据具体的要求而定, 也可根据实际 UPS 的使用年限、工作环境、气候变化情况来确定。例如在 UPS 的使用初期和后期, 其故障发生率相对较高, 因而日常点检次数可多一些; 使用到中期, UPS 电源处于偶发故障期, 运行稳定可靠, 极少发生故障, 因而点检次数可适当减少。同样, 对周围工作环境较差的 UPS 要适当增加点检次数。另外随着季节的变换, 气候发生变化时, 也应当改变日常点检次数。一般情况下, 每日点检一次或每班点检一次较为适宜。

6.2.2.2 定期维护

设备运行一个阶段以后, 需要定期维护。定期维护应由专职的维护人员负责, 要求维护人员对 UPS 的原理及结构有较深的认识, 对各种分析判断具有一定的经验积累。定期维护时, 可通过日常的操作和点检记录有针对性地查找问题; 也可以在定期维护时, 维护人员全面仔细的去寻找新的问题, 消除故障隐患, 以利于设备今后的稳定运行。维护人员在完成已有的故障或故障隐患的处理后, 还应做好以下工作:

(1) 检查各电气连接螺钉是否松动, 接插件接触是否良好, 各零部件有没有破损、划伤, 导线有无折断及损伤等, 发现问题应及时处理。

(2) 检查印制板的元器件有无颜色变化, 印制条有无起皮或划伤, 焊点有无虚焊和冷焊等。

(3) 检查触点磨损情况, 各触点的接触是否良好。

(4) 检查有无烧黄、烧焦或烟熏状的痕迹, 有无电容爆裂损坏及失效变质等。

(5) 检查绝缘电阻, 对设备各绝缘性能全面检查。若绝缘不良, 易出现漏电或引起短路, 严重时会造成火灾或伤及人身, 因而要严格地进行绝缘检查。

(6) 检查蓄电池组的情况。

(7) 清洁设备, 除去污秽。污物和灰尘等的存在也会直接导致温升, 影响设备的性能。

整理完毕, 再开机观察运行情况, 做好定期记录。

定期维护的具体内容、参考标准、实施方法等可针对具体设备列成统一的表格。定期维护结束后, 一定要认真整理定期维护记录, 再将定期维护表装订成册, 存档备查。

7 UPS 技术的新发展

UPS 在技术方面的发展趋势是高频化、小型化、网络化、智能化、环保化和系统集成化。

(1) 高频化。UPS 在高频时有着良好的动态响应特性。同时, 高频化可以减小储能元件的体积和质量, 从而减小整个机器的体积和质量, 节省占地面积和空间, 降低机器的造价。

(2) 小型化。主要针对原来的输入和输出隔离变压器而言, 这些庞大的变压器不仅增大了机器的体积和质量, 同时也增大了机器的功耗和造价。目前, 一般 UPS 大都取消了输入变压器, 在一些中小容量的机器中也取消了输出隔离变压器; 但在一些大容量的传统双 UPS 中, 仍采用全桥逆变器, 输出隔离变压器还一时无法取消。

(3) 网络化。网络时代的 UPS 产品已经由独立的外设产品发展成为整个计算机和网络系统不可分割的一部分, 除了要求 UPS 产品可方便地接入网络和计算机, 有些还要求其能够实现与网络和计算机间的双向数据通信。为实现网络连接, 目前大多数的 UPS 产品都提供了 RS-232 以及 RS-485 通信接口, 对于要求能执行计算机网络控制管理功能的 UPS 来说, 还配置了 SNMP (Simple Network Management Protocol, 简单网络管理协议) 卡, 实现了 UPS 设备接入网络和计算机系统中。

(4) 智能化。由于微处理器技术的发展, UPS 产品逐步实现了智能化。智能化的 UPS 一方面实现了设备运行过程中自我状态的监控, 对一些故障现象进行预处理, 使 UPS 平稳可靠地运行, 同时也实现了计算机和网络与 UPS 之间的双向数据通信, 用户可以在计算机和网络中的各个结点上实时监视和控制 UPS 电源的运行。利用这种控制功能, 用户可以实时监视 UPS 电源的运行参数 (例如: 输入/输出的电压、电流和频率、UPS 的电池组的充电/放电和电压值、UPS 的输出功率及有关的故障/报警信息等), 实现计算机系统和电源系统的互动。

(5) 环保化。这是对一切产品的要求。UPS 对环境的影响因素主要有输入功率因数、系统效率和可听噪声。大容量传统双变换 UPS 的标准配置是 6 脉冲输入可控整流器, 对电网会形成干扰。由于电路结构的原因, 这种产品的系统效率也较低, 对环境形成温度污染。UPS 由于需要冷却而应用了排风机, 强大的气流会发出很大的响声, 形成了对环境的声音污染。

(6) 系统集成化。系统集成化是 UPS 应用和技术领域的一个重大发展, 它的含义不是其本身的集成化, 而是作为网络关键物理基础设施的一部分被集成, 它的职责范围已超出了单独供电的功能, 而是和配电、冷却、IT 机架、布线、

管理和服务形成了一个保证 IT 设备正常运行的良好环境。

UPS 在应用方面的发展趋势是从单机向冗余结构变化,从注重系统的可靠性向注重系统的可用性变化。

(1) 从单机向冗余结构变化。由于数据中心的重要性越来越显著,因此供电电压的任何中断都会造成重大损失,任何单机供电都存在着断电的危险。为了实现供电的高可靠性,多机冗余连接已经成了数据中心用电的必要手段。

(2) 从注重系统的可靠性向注重系统的可用性变化。任何系统的可靠性都不是绝对的,更不是一成不变的,数据中心 IT 设备所关心的不仅仅是供电会不会中断,更需要知道断电时间有多长。换言之,就是需要知道在指定时间内能有效工作的时间比例,这就是可用性的概念。可用性可用下面的公式来表示

$$A = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR}$$

式中: A 为可用性; MTBF 为平均无故障时间; MTTR 为

平均修复时间。

从上式可以看出,提高可用性的途径有两条:一条是提高设备的可靠性,即延长设备的平均无故障时间 MTBF,但这样做的效果不太明显,并且提高了造价;另一条是缩短平均修复时间 MTTR,这一条容易做到,UPS 的冗余连接就可以达到缩短平均修复时间的目的。

(3) 从单纯保证供电系统向保证整个 IT 运行环境变化。当前数据中心所关心的是整体运行效果,整个机房结构可看成一个“木桶”式的结构,机房设备就像构成木桶的木板。木桶盛水的容量取决于两个因素:①构成木桶所有木板中最矮的那一块;②木板之间连接的密封情况。木桶的寿命取决于所有木板中质量最差的那一个。所以在这个要求综合效果的木桶中,作为 UPS 的这一块木板,高度再高也不能增加木桶的容量,质量再好也不能延长木桶的寿命。因此一味提高电源的指标和质量也不能保证整个系统的质量,必需提高整个运行环境的指标。

第4章 工业感应加热电源

1 感应加热原理和应用

感应加热利用电磁感应原理把电能传递到工件中并转化为热，其工作原理如图 8.4-1 所示。被加热的金属工件放置在感应线圈 L 中，当感应加热电源输出交流电流 i_1 到感应线圈 L 时，感应线圈 L 内就会产生交变的磁通 ϕ ，使感应线圈中的金属工件受到电磁感应而产生感应电势和感应电流，使金属工件加热。

由此可知，感应加热是靠感应线圈把电能传递到被加热工件，然后电能可在金属工件内部转化为热能，感应线圈与金属工件并不是直接接触，是工件本身发热，具有加热速度快、被加热工件表面氧化小、热效率高、节能、加热均匀、温度易控制、产品质量好、可以局部加热、容易实现自动控制、无污染、无噪声、作业环境好等优点。传统加热方式大多以煤、油、气为能源或者箱式电炉加热，存在能耗高、工艺质量难以控制、劳动条件差、环境污染重等缺点。

由于感应加热电源具有上述优点，因此在工业生产中获得了广泛的应用，主要应用在机械制造、冶金、国防等领域用于铸造熔炼、锻造毛坯加热、金属表面热处理、焊接、粉末冶金、钢管弯曲等。随着感应加热技术和设备装置的发展，其应用领域也不断扩大，已不仅仅局限在工业中应用，例如电磁炉、感应加热热水器等已经成为广泛应用的家用电器。

感应加热原理示意图如图 8.4-1 所示，感应线圈由感应加热电源供电。实际应用中，根据工件的尺寸大小和生产工艺的不同，要求感应加热电源输出的交流电频率和功率也不相同。功率范围一般在数千瓦到数万千瓦，频率范围在 50Hz 到几百 kHz。一般按工作频率将感应加热电源分为：① 50Hz 工频感应加热电源；② 频率为几百 Hz~10kHz 的中频感应加热电源；③ 10kHz~几百 kHz 以上的高频感应加热电源。其中，10kHz~100kHz 又称为超音频感应加热电源，100kHz 以上为高频感应加热电源。

感应加热电源除工频感应加热可以采用公共电网交流电能外，都需要将电网 50Hz 交流电能变换到感应加热所需的频率。20 世纪 60 年代以前，0.4~8kHz 频段采用中频发电机组，30~500kHz 频段采用电子管高频振荡电路。

中频发电机组制造复杂、噪声高、振动大、安装调试麻烦、效率低、输出电压和频率固定、可控性差。电子管高频电源突出的问题是效率低，仅为 50% 左右，而且体积大、寿命短、耗材多、电压高、电磁污染严重。上述问题严重制约了感应加热技术和工艺的应用和普及。

电力电子器件的诞生和电力电子技术的发展极大地促进了感应加热电源和应用的发展。20 世纪 60 年代出现晶闸管

并应用到感应加热电源。20 世纪 70 年代以来，已发展并逐步取代了中频发电机组，成为中频感应加热电源的主要形式。以后出现的可关断晶闸管 GTO、大功率晶体管 GTR、绝缘栅双极晶体管 IGBT、功率场效应管 MOSFET 等器件又为各种功率等级、各种频率的感应加热电源提供了更多的选择。电力半导体器件具有开关速度快、容量大、寿命长、可控性好等特点，用它组成的感应加热电源具有效率高、节能、控制性能好，可实现对加热过程频率自动跟踪以及输出功率、加热温度、工艺流程的控制，同时还有体积小、质量小、价格低、生产制造和使用安装方便等优点，极大的推进了感应加热技术的发展和运用。本章将此类电源称为电力半导体感应加热电源，本章的内容也仅涉及此类电源以及与其相关的感应加热技术。

电力半导体感应加热电源具有不同的额定输出功率和频率，为满足感应加热工艺的需求，电源应具备的基本功能是：

(1) 输出额定的功率和频率。下一节我们将说明，根据不同的工件尺寸和不同的加热工艺要求，需选用不同的电源功率和频率，常见国产电力半导体感应加热电源功率和频率型谱见表 8.4-1。

表 8.4-1 常见国产半导体感应加热电源功率和频率型谱

频率 (Hz)	功率(kW)											
250	5000	3000	2000	1500	1000	750						
400 (500)	5000	3000	2000	1500	1000	750	500					
1000	5000	3000	2000	1500	1000	750	500	250	160	100	50	
2500					1000	750	500	250	160	100	50	25
4000							500	250	160	100	50	25
6000								250	160	100	50	25
8000								250	160	100	50	25
10 000								250	160	100	50	25
20 000								250	160	100	50	25
30 000									160	100	50	25
50 000									160	100	50	25
200 000										100	50	25

随着感应加热技术的发展和运用面的扩大，要求的电源功率频率范围也越来越宽，因此实际生产制造和运用的电源功率频率规格比图 8.4-1 要丰富得多。

(2) 输出电压和功率控制。工件加热中需要根据加热工艺的要求对加热过程进行调节控制，常用的有最大输出功率控制、透热等负载的恒功率控制、温度控制和加热过程温度曲线控制等。感应加热负载随着工件温度变化，其等效阻抗将发生变化，因此输出电压和功率的控制功能是必须的。

(3) 自动频率跟踪。负载加热过程中，负载电阻电感等参数随着温度而变，相应负载电路谐振频率也将发生一定的

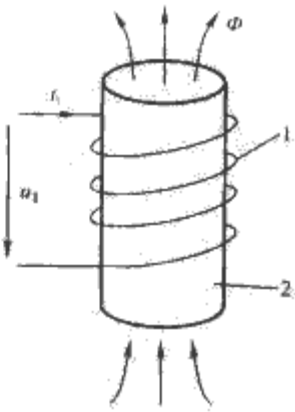


图 8.4-1 感应加热原理示意图
1—感应线圈 L ;
2—被加热金属工件

变化。为保持正常的加热工作过程,同时也为了保持感应加热电源装置内电力半导体器件处于合适的工作状态,必须相应地调整加热电源的工作频率以一定的调整以适应负载电路谐振频率的变化,上述控制过程称之为自动频率跟踪。

(4) 感应加热电源的起动。感应加热电源的负载是由感应线圈及被加热工件和补偿电容构成的谐振电路。负载谐振电路可以为晶闸管感应加热电源中的晶闸管提供换流电压,为感应加热电源中的开关器件 IGBT 等提供软开关环境。然而在电源起动之前,负载谐振电路还未工作,不能提供换流电压或者软开关环境,因而产生了感应加热电源特有的起动问题。

(5) 可靠的自动保护功能。当电源出现故障或者负载过载、短路、开路等情况下,将引起电源的过电流或过电压,危害器件和电源设备的安全,因此电源必须具备可靠的过电压、过电流等保护功能。

我国自 20 世纪 70 年代诞生第一台晶闸管感应加热中频电源以来,无论是感应加热电源技术还是感应加热的应用技术都取得了很大的发展,表现在相比各种电力电子产品,国产电力半导体感应加热电源产品在功率大小和频率范围上与国外先进水平平均差距最小,在国内市场的占有率最高。主要差距表现在产品的成套化技术和高频大功率电源制造技术等方面。

电力电子技术和微电子技术的进步为电力半导体感应加热电源发展提供了良好的条件,预计近年来,电力半导体感应加热电源将在以下方面取得进展。

(1) 高频化。受大功率电力半导体器件工作频率的限制,目前数百 kHz、数百千瓦感应加热电源主要还是电子管振荡电源。电力半导体器件性能的不断改进,新型器件的诞生等将促进高频电力半导体感应加热电源技术的发展,并最终取代电子管振荡电源。

(2) 大容量化。大功率电力电子器件的采用,器件串、并联技术,变流器串、并联技术,多台电源并、串联技术的研究和发展将促进电力半导体感应加热电源功率容量范围不断扩大。

(3) 低谐波,高功率因数。感应加热电源由电力半导体器件构成,而且一般感应加热电源功率容量较大,功率因数较低并向电网注入大量的谐波电流,该问题已经引起人们足够的重视。

(4) 数字化,智能化控制技术。数字控制、计算机控制、智能接口和网络通信等技术,将进一步提高感应加热电源控制和保护性能,提高感应加热生产线自动化水平等。

(5) 感应加热成套设备和应用技术的研究。根据感应加热工艺条件和加工流程,研究开发成套自动化感应加热设备将大大提高热加工产品质量和生产效率,对于促进工业生产具有重要意义。这也是目前我国感应加热电源和设备生产上的一个薄弱环节。

2 感应加热负载及其等效电路

2.1 感应电动势和感应电流

图 8.4-1 所示感应加热原理图中,设感应线圈匝数为 N_1 ,当交流电流 i_1 加到感应线圈时,感应线圈内产生交变磁通 Φ ,使感应线圈中的工件受到电磁感应而产生感应电动势 e_2 为

$$e_2 = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (8.4-1)$$

设交变磁通 $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$,则有

$$e_2 = - \frac{d\Phi}{dt} = - \Phi_m \omega \cos \omega t \quad (8.4-2)$$

e_2 有效值为

$$E_2 = \Phi_m \omega / \sqrt{2} = \Phi_m 2\pi f / \sqrt{2} = 4.44 f_2 \Phi_m \quad (8.4-3)$$

感应电动势 e_2 在工件中产生感应电流 i_2 , i_2 使工件发热,产生的热量为

$$Q = 0.24 I_2^2 R_2 t \quad (8.4-4)$$

式中: I_2 为被加热工件中感应电流 i_2 的有效值, A; R_2 为工件电阻, Ω ; t 为加热时间, s。

2.2 集肤效应

交流电流存在集肤效应,工件中的感应电流 i_2 是交流电,其频率与感应线圈中电流 i_1 的频率相同,集肤效应使电流 i_2 沿工件横截面积由表面至中心按指数规律衰减,当电流密度从表面向内层衰减到表面电流密度的 $1/e = 0.368$ 时,该处到表面的距离 Δ 称为电流透入深度。感应电流产生的热量与电流大小的平方成正比,因此感应加热产生的热量也集中在工件的表面。一般可以认为热量主要集中在工件中厚度为 Δ 的表层,然后通过热传导向工件内部扩散。透入深度 Δ 由下式确定

$$\begin{aligned} \Delta &= \sqrt{\frac{2\rho}{(\mu\omega)}} = \sqrt{\frac{\rho}{(\pi\mu_0\mu_r f)}} \\ &= 50300 \sqrt{\frac{\rho}{(\mu_r f)}} \quad (\text{mm}) \end{aligned} \quad (8.4-5)$$

式中: ρ 为工件电阻率, $\Omega \cdot \text{m}$; μ_0 为真空磁导率, $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m); μ_r 为工件相对磁导率; f 为频率, Hz。

正确选择感应加热电源的频率高低和功率大小对于满足工件加热工艺的要求非常重要。从上面感应加热原理的介绍,我们可以有以下选择原则。

由式 (8.4-4) 可知,为了达到足够的加热功率,必须在工件中产生足够大的感应电流 I_2 ,因此工件中必须感应产生足够大的感应电动势 e_2 。式 (8.4-3) 表明 e_2 与感应加热电源频率 f 和工件中的磁通 Φ 成正比,而 $\Phi = BS$,其中 B 为磁通密度, S 为工件截面积。工件尺寸小时 S 小, Φ 也较小,为了产生足够的 e_2 ,必须选择较高的频率 f ;而大尺寸的工件 S 大, Φ 也较大,可以选择较低的频率 f 。

从式 (8.4-5) 可知,虽然加热是工件中感应电流产生的,但实际上加热是集中在厚度为 Δ 工件表层,对于表面淬火等处理工艺,只需要对工件表面加热,一般根据要求的表面淬火深度来确定加热电流的透入深度 Δ ,由 Δ 再确定相应的感应加热频率 f 并选择足够的加热功率进行快速加热,防止热量向工件内部扩散,不仅能保证工件热处理工艺质量,而且节约电能。对于锻件毛坯加热等透热负载,选用较大的 Δ 值和相对低的加热频率对工件表面和内部温度均匀是有利的,加上适当的延长加热时间,利用金属一般热传导性能较好的特点,可以做到工件表面和内部温度基本均匀一致。

2.3 负载感应线圈等效电路

图 8.4-1 中,负载感应线圈和金属工件可以看成是一无铁心的变压器[见图 8.4-2(a)],其中感应线圈相当于变压器的一次绕组,被加热工件可看作是匝数 N_2 为 1 的二次绕组, R_1 是一次绕组电阻, L_1 是一次绕组漏感, R_2 是二次绕组即被加热工件的电阻, L_2 为二次绕组的漏感,图 8.4-2(b)是

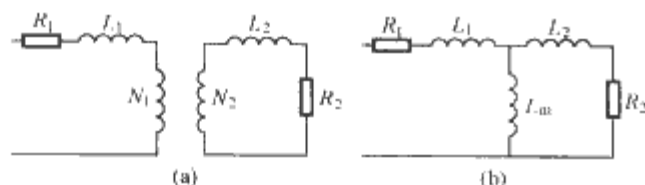


图 8.4-2 感应线圈和工件的等效变压器图
(a) 等效无铁心变压器; (b) 变压器等效电路

相应的变压器等效电路图。

图 8.4-2(b)所示的感应加热负载变压器等效电路与一般常用变压器的等效电路图类似。但考虑到感应加热负载的特点,其参数特性具有较大差别:①普通变压器一般采用高 μ_r 值的导磁材料为铁心的磁路,而感应加热可等效为无铁心的变压器,所以励磁电流大,相当于励磁电感值 L_m 较小;②感应加热中,感应线圈(一次绕组)与工件(二次绕组)的耦合较差,而且被加热工件温度高,考虑隔热保温和绝缘等因素与感应线圈之间的间距也较大,所以一、二次绕组的漏感 L_1 和 L_2 值较大。可以将图 8.4-2(b)进一步简化为图 8.4-3(a)所示的电阻、电感串联等效电路,或者简化为图 8.4-3(b)所示的电阻、电感并联等效电路。

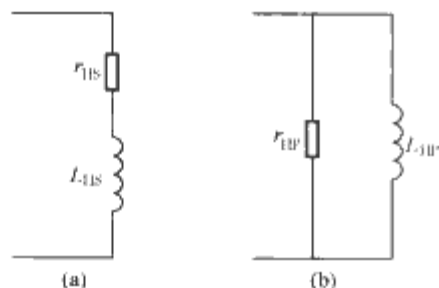


图 8.4-3 感应线圈和工件的等效电路
(a) 电阻、电感串联等效电路;
(b) 电阻、电感并联等效电路

图 8.4-3 中,除了电阻 r 和电抗 L 以外,常用品质因数 Q 来说明感应加热负载电路参数的特性,对于图 8.4-3(a)电阻、电感串联等效电路,有

$$Q = \frac{\omega L_{HS}}{r_{HS}} \quad (8.4-6)$$

对于图 8.4-3(b)电阻、电感并联等效电路

$$Q = \frac{r_{HP}}{\omega L_{HP}} \quad (8.4-7)$$

式中: r_{HS} 、 r_{HP} 、 L_{HS} 、 L_{HP} 为等效电路参数; ω 为工作频率。

以电阻、电感串联等效电路为例,当电路流过频率为 ω 的交流电流 i_H (有效值为 I_H)时,电阻有功功率 P 和电感无功功率 Q_L 分别是

$$P = I_H^2 r_{HS} \quad (8.4-8)$$

$$Q_L = I_H^2 \omega L_{HS} \quad (8.4-9)$$

无功功率和有功功率之比为

$$\frac{Q_L}{P} = \frac{I_H^2 \omega L_{HS}}{I_H^2 r_{HS}} = \frac{\omega L_{HS}}{r_{HS}} = Q \quad (8.4-10)$$

可见 Q 值也表示感应加热负载无功功率与有功功率的比值。前面已经说明,感应加热因感应线圈与被加热工件之间耦合差,磁路是低磁导率的空气,漏感较大,因此一般 Q 值较高。表 8.4-2 列出了各种感应加热负载的 Q 值。

表 8.4-2 各种感应加热负载的 Q 值

用途	熔 炼	透 热	淬 火	烧 结
Q 值	10~20	3~10	3~5	3~7

图 8.4-3(a)电路的功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{r_{HS}}{\sqrt{r_{HS}^2 + (\omega L_{HS})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2}} \quad (8.4-11)$$

可见,高品质因数 Q 实际上表明了负载电路的低功率因数。这种情况下,感应加热电源供电进行加热时,要求感应加热电源提供比实际加热功率大得多的视在功率,当然是不经济、不合理的,所以实际上都采用串联电容器或者并联电容器对感性无功进行补偿。图 8.4-4(a)和图 8.4-4(b)是感应加热电源的实际负载,是经电容补偿后的感应线圈,电源基本上只需提供有功功率即可,大大减小了电源的容量。

为了分析计算方便,串联电容补偿无功功率时采用图 8.4-3(a)的感应线圈负载等效电路,并联电容补偿无功功率时采用图 8.4-3(a)或图 8.4-3(b)所示感应线圈负载等效电路,分别用图 8.4-4(a)和图 8.4-4(b)、图 8.4-4(c)表示。也就是说,感应加热电源的负载分为两种,即图 8.4-4(a)的串联振荡负载电路、图 8.4-4(b)或图 8.4-4(c)的并联振荡负载电路。

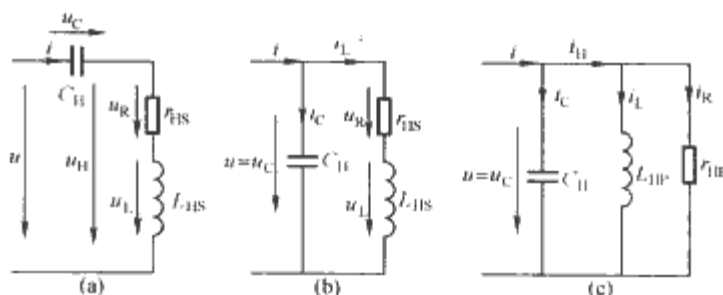


图 8.4-4 电容补偿负载等效电路
(a) 电容补偿串联振荡负载电路;
(b)、(c) 电容补偿并联振荡负载电路

2.4 串联振荡负载电路

将补偿电容器和感应加热线圈串联组成了串联振荡负载电路[见图 8.4-4(a)],其中为分析讨论方便,感应线圈采用了图 8.4-3(a)的电阻、电感串联等效电路,将角频率为 ω 的正弦电压 u 加到串联振荡电路时,电路中各元件电压、电流关系可用图 8.4-5 的相量图表示,其中感应线圈电流等于电源输出电流 \dot{I} 。

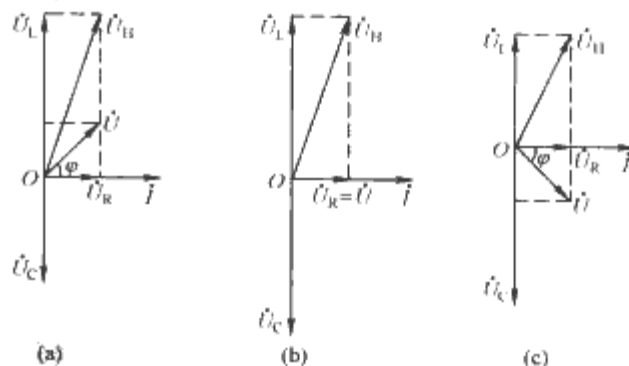


图 8.4-5 电容补偿串联振荡负载电路相量图
(a) 欠补偿; (b) 完全补偿; (c) 过补偿

图 8.4-4(a)中,感应线圈电压 \dot{U}_H 可分为 \dot{U}_R 和 \dot{U}_L 两个分量,电容电压为 \dot{U}_C 。相量图 8.4-5 中电压电流关系为

$$\dot{U}_R = \dot{I} r_{HS} \quad (8.4-12)$$

$$\dot{U}_L = \dot{I} j \omega L_{HS} \quad (8.4-13)$$

$$\dot{U}_H = \dot{U}_R + \dot{U}_L = \dot{I} (r_{HS} + j \omega L_{HS}) \quad (8.4-14)$$

$$\dot{U}_C = -j \frac{1}{\omega C_{HS}} \dot{I} \quad (8.4-15)$$

$$\text{总电压 } \dot{U} = \dot{U}_C + \dot{U}_H = \dot{I} \left(r_{HS} + j\omega L_{HS} - j\frac{1}{\omega C_{HS}} \right) \quad (8.4-16)$$

$$\text{电流入端阻抗 } Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = r_{HS} + j\omega L_{HS} - j\frac{1}{\omega C_{HS}} \quad (8.4-17)$$

串联振荡电路输入端电压、电流相位差为 φ ，功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{U_R}{U} = \frac{r_{HS}}{\sqrt{r_{HS}^2 + \left(\omega L_{HS} - \frac{1}{\omega C_{HS}} \right)^2}} \quad (8.4-18)$$

按照补偿电容大小及补偿程度，补偿电路可以有三种工作状态，分别为欠补偿状态、完全补偿状态和过补偿状态。

2.4.1 完全补偿状态

完全补偿状态的特点满足 $|\dot{U}_C| = |\dot{U}_L|$ ，向量图如图 8.4-5(b) 所示，此时 $\varphi=0$ ， $\cos \varphi = 1$ ，由式 (8.4-13) 和式 (8.4-15) 可知，当 $|\dot{U}_C| = |\dot{U}_L|$ 时，有

$$\omega L_{HS} I = \frac{1}{\omega C_{HS}} I \quad (8.4-19)$$

$$\text{即 } \omega = \frac{1}{\sqrt{L_{HS} C_{HS}}} = \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (8.4-20)$$

式中： ω_0 称为谐振角频率； $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ 为谐振频率。

完全补偿时，串联振荡电路输入端功率因数为 1，即电源只需要提供有功功率，感应线圈无功功率完全由补偿电容提供，因此这种补偿情况最为理想。实用中常常要考虑感应加热电源变流器中电力电子器件的工作情况，对于功率 MOSFET、IGBT 等器件构成的变流器，一般工作在近于完全补偿状态，对于采用晶闸管变流器的感应加热电源，常常需要利用一定的相位角 φ 为晶闸管换流提供换流电压，具体在后面章节叙述。

2.4.2 欠补偿状态

欠补偿状态下， $|\dot{U}_C| < |\dot{U}_L|$ ，所以 $\varphi > 0$ ，如图 8.4-5(a) 所示。

由式 (8.4-19) 和式 (8.4-20)，可见此时工作频率 $\omega > \omega_0$ ，电路中电流 \dot{I} 滞后于电压 \dot{U} 为角 φ 。串联振荡电路呈感性， φ 角计算见式 (8.4-18)。

2.4.3 过补偿状态

过补偿状态下， $|\dot{U}_C| > |\dot{U}_L|$ ，所以 $\varphi < 0$ ，如图 8.4-5(c) 所示。此时工作频率 $\omega < \omega_0$ ，电路中电流 \dot{I} 超前电压为角 φ ，串联振荡电路呈容性。 φ 角计算见式 (8.4-18)。

串联振荡负载电路阻抗频率特性如图 8.4-6 所示。

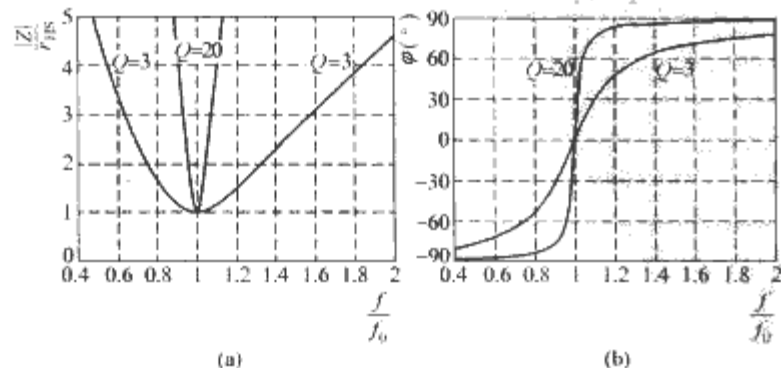


图 8.4-6 串联振荡负载电路阻抗频率特性

(a) 幅频特性；(b) 相频特性

上面的分析和图 8.4-6 表明，不同工作频率 f 条件下，串联振荡负载电路工作在不同的状态。

当 $f = f_0$ 时， $|Z|/r_{HS} = 1$ ， $\varphi = 0$ ，这时电路工作在完全补偿状态，相应的电压、电流相量图如图 8.4-5(b) 所示。

当 $f > f_0$ 时， $|Z|/r_{HS} > 1$ ， $\varphi > 0$ ，这时电路工作在欠补偿状态，相应的电压、电流相量图如图 8.4-5(a) 所示。

当 $f < f_0$ 时， $|Z|/r_{HS} < 1$ ， $\varphi < 0$ ，这时电路工作在过补偿状态，相应的电压、电流相量图如图 8.4-5(c) 所示。

2.5 并联振荡负载电路

将补偿电容器与感应加热线圈并联组成了并联补偿振荡负载电路，如图 8.4-4(c) 所示。这里为分析讨论方便，感应线圈采用了图 8.4-3(c) 的电阻、电感并联等效电路。将角频率为 ω 的正弦电压 \dot{U} 加到并联振荡电路时，电路中各元件电压、电流关系可用图 8.4-7 所示的向量图表示。其中，感应线圈电压等于电源电压 \dot{U} ，感应线圈电流 \dot{I}_H 可分为 \dot{I}_R 和 \dot{I}_L 两个分量，电容电流为 \dot{I}_C ，电压电流的关系为

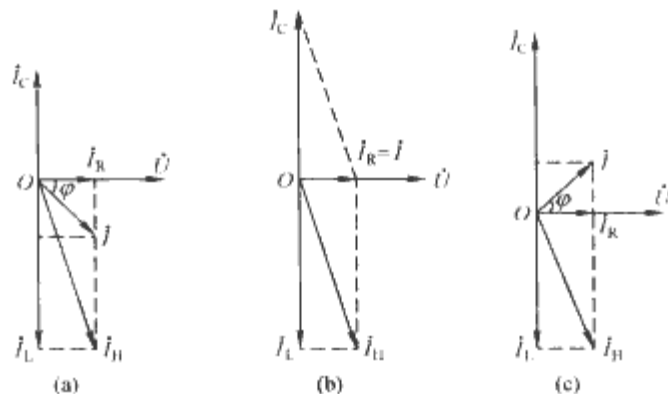


图 8.4-7 并联振荡负载电压电流向量图

(a) 欠补偿；(b) 完全补偿；(c) 过补偿

$$\dot{I}_R = \frac{\dot{U}}{r_{HP}} \quad (8.4-21)$$

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{U}}{j\omega L_{HP}} \quad (8.4-22)$$

$$\dot{I}_H = \dot{I}_R + \dot{I}_L \quad (8.4-23)$$

$$\dot{I}_C = j\omega C_{HP} \dot{U} \quad (8.4-24)$$

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{r_{HP}} - j\left(\frac{1}{\omega L_{HP}} - \omega C_{HP}\right)} = \frac{r_{HP}}{1 - j\left(\frac{r_{HP}}{\omega L_{HP}} - \omega C_{HP} r_{HP}\right)} \quad (8.4-25)$$

$$\cos \varphi = \frac{1}{\frac{r_{HP}}{\omega L_{HP}} - \omega C_{HP} r_{HP}} \quad (8.4-26)$$

补偿电路可以有三种工作状态，分别为欠补偿状态、完全补偿状态和过补偿状态。

2.5.1 完全补偿状态

完全补偿状态的特点是 $|\dot{I}_C| = |\dot{I}_L|$ ，如图 8.4-7(b) 所示，此时 $\varphi = 0$ ， $\cos \varphi = 1$ 。由式 (8.4-22) 和式 (8.4-24) 可知，此时有

$$\frac{U}{\omega L_{HP}} = \omega C_{HP} U$$

$$\text{即 } \omega = \frac{1}{\sqrt{L_{HP} C_{HP}}} = \omega_0 = 2\pi f_0$$

式中： ω_0 为谐振角频率，相应 $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ 为谐振频率。

与串联振荡电路类似，完全补偿时，电路入端功率因数为 1，电源只需要提供有功功率。

2.5.2 欠补偿状态

欠补偿状态下， $|\dot{I}_C| < |\dot{I}_L|$ ，所以 $\varphi > 0$ ，如图 8.4-7(a) 所示。

由式(8.4-22)和式(8.4-24)可知,此时工作频率 $\omega < \omega_0$,并联振荡负载电路入端电流 \dot{I} 滞后于电压 \dot{U} 为角 φ 。电路呈感性, φ 角计算见式(8.4-26)。

2.5.3 过补偿状态

过补偿状态下, $|\dot{I}_C| > |\dot{I}_L|$,所以 $\varphi < 0$,如图8.4-7(c)所示。此时工作频率 $\omega > \omega_0$,并联振荡负载电路入端电流 \dot{I} 超前电压为角 φ ,电路呈容性。 φ 角计算见式(8.4-26)。

并联振荡负载电路阻抗频率特性如图8.4-8所示。

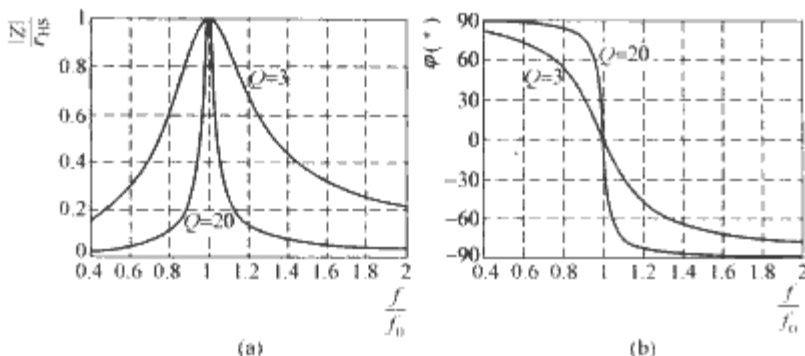


图 8.4-8 并联振荡负载电路阻抗频率特性
(a) 幅频特性; (b) 相频特性

上面的分析和图8.4-8表明,不同工作频率 f 条件下,并联振荡负载电路工作在不同的状态。

当 $f=f_0$ 时, $|Z|/r_{HP}=1$, $\varphi=0$,这时电路工作在完全补偿状态,相应的电压、电流向量图如图8.4-7(b)所示。

当 $f < f_0$ 时, $|Z|/r_{HP} < 1$, $\varphi > 0$,这时电路工作在欠补偿状态,相应的电压、电流向量图如图8.4-7(a)所示。

当 $f > f_0$ 时, $|Z|/r_{HP} < 1$, $\varphi < 0$,这时电路工作在过补偿状态,相应的电压、电流向量图如图8.4-7(c)所示。

3 感应加热电源主电路结构

感应加热电源将工频电网交流电变换为向感应加热负载供电的单相交流电,一般采用交—直—交变换结构,即先由整流电路将工频交流电整流成直流,再通过逆变电路将其变换为所要求频率 f 的交流电。根据感应加热负载和逆变电路的不同,感应加热电源结构分为并联式逆变电路、串联式逆变电路和倍频式逆变电路等。

3.1 并联式逆变电路

并联式逆变电路感应加热电源主电路结构如图8.4-9所示,其特点是负载电路采用并联电容补偿,所以称为并联式逆变电路。

3.1.1 电路结构

图8.4-9中A为三相桥式可控整流电路,它将工频交流电整流成脉动的直流电 U_d ,B为滤波电感 L_d ,用于将直流电流滤波成平滑的直流电流 I_d ,C为单相桥式逆变电路,它将直流电流 I_d 逆变成频率为 f 的交流方波电流 i_a ,并输出到负载电路,D是并联电容补偿的感应加热负载电路。

3.1.2 电路工作特点

(1) 感应加热负载采用并联电容补偿的连接方式,负载属于图8.4-4(b)或(c)所示的电容补偿并联振荡负载电路,因此前级逆变电路采用电压源型逆变电路,逆变电路输出是方波电压。并联振荡负载端电压波形可根据并联振荡电路阻抗频率特性(见图8.4-8)得到,电压近似于正弦波。

(2) 图8.4-9中C采用电流型逆变电路,其输入直流端

是恒定的直流电流,所以前级可控整流采用大电感 L_d 滤波的电流型整流电路,调节整流电路触发角 α 可以调节 I_d 的大小,从而实现逆变电路输出功率的调节。

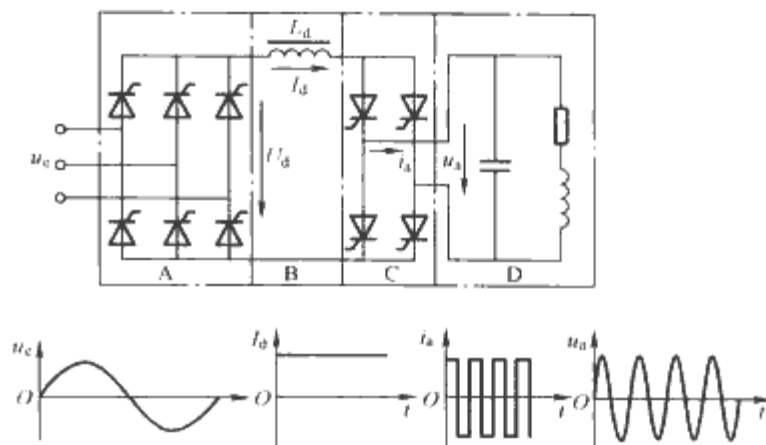


图 8.4-9 并联式逆变电路感应加热电源主电路结构

(3) 并联逆变电路对负载的适应能力强,过电流保护性能好,工作稳定可靠,是感应加热电源中应用最广泛的一种电路结构。

逆变电路可以采用晶闸管器件来实现,因为在一定的工作条件下,负载谐振电路可以为逆变器晶闸管器件的关断提供反向电压。如采用IGBT,则可以由负载谐振电路提供零电压关断条件,IGBT并联式逆变电路感应加热电源可以工作于几十kHz的高频范围。

3.2 串联式逆变电路

串联式逆变电路感应加热电源主电路结构如图8.4-10所示,其特点是负载电路采用串联电容补偿的串联振荡负载电路,所以称为串联式电路。

3.2.1 电路结构

图8.4-10中A为三相不控整流电路,用于将工频交流电整流成脉动的直流电;B为滤波电容 C_d , C_d 将脉动的直流电压滤波成平滑的直流电压 U_d ;C为单相桥式逆变电路,它将直流电压 U_d 逆变成频率为 f 的交流方波电压 u_a ,并输出到负载电路;D是串联电容补偿的感应加热负载电路。

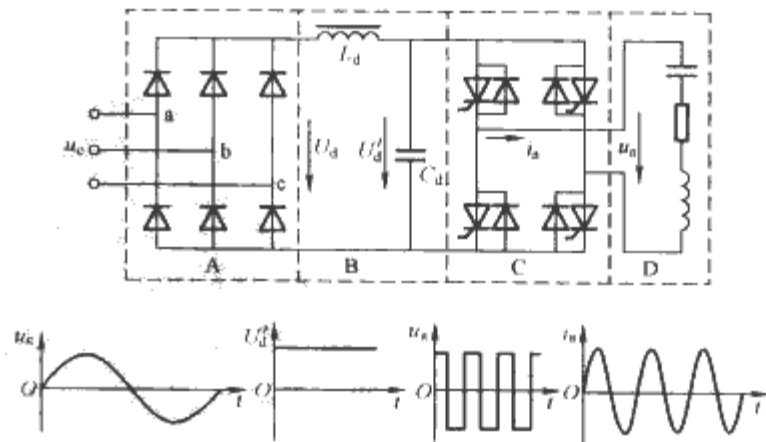


图 8.4-10 串联式逆变电路感应加热电源主电路结构

3.2.2 电路工作特点

(1) 感应加热负载采用串联电容补偿的连接方式,负载属于图8.4-4(a)所示的电容补偿串联振荡负载电路,因此前级逆变电路应采用电压源型逆变电路,逆变电路输出到负载的是方波电压,串联振荡负载电流波形可根据串联

振荡电路阻抗频率特性得到(见图 8.4-6), 负载电流接近于正弦波。

(2) 因为图 8.4-10 中 C 采用电压型逆变电路, 其输入直流端是恒定的直流电压, 所以前级不控整流电路采用大电容 C_d 滤波的电压型整流电路。串联逆变感应加热电源可以通过改变其中逆变器的工作频率等参数来调节输出功率, 所以一般串联逆变式感应加热电源中采用不控整流电路, 不采用调节 U_d 的方法来调节输出功率。

(3) 串联逆变电路负载适应能力和过电流保护特性不如并联逆变电路, 但其起动性能好, 上限工作频率和整机效率略高于并联逆变电路, 近年来也得到较大的发展。

串联逆变感应加热电源中逆变电路可以用晶闸管来构成, 因为在保证一定的工作条件下, 串联振荡负载电路也可为逆变电路的晶闸管关断提供反向电压。如果逆变电路采用 IGBT 等可关断器件, 则可以利用负载振荡电路为器件提供零电流开关条件。

3.3 其他逆变电路结构

3.3.1 倍频式逆变电路

倍频式逆变电路主要优点是输出频率高, 倍频式逆变电路或改进型倍频式逆变电路输出频率是晶闸管开关频率的二倍。晶闸管具有器件容量大、价格低等优点, 但频率特性较差, 即使采用 KG 型高频晶闸管, 采用并联式逆变或串联式逆变电路结构, 其工作频率一般也在 10kHz 以下。改进型倍频逆变电路结构如图 8.4-11 所示, 电路工作原理如下。

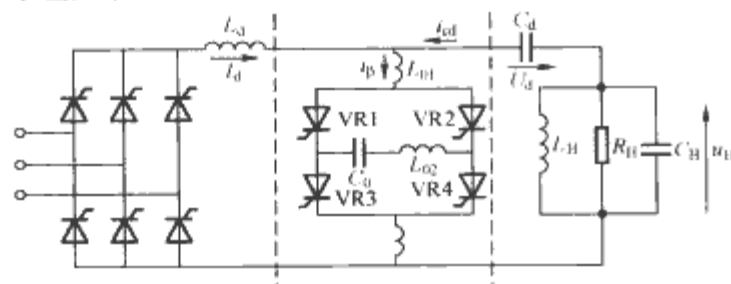


图 8.4-11 改进型倍频逆变电路结构

图 8.4-11 中采用三相桥式可控整流电路, L_d 为滤波电感, C_d 为滤波电容, U_d 近似于恒定, VR1~VR4 构成逆变电路, 但感应加热负载 L_H 、 C_H 、 R_H 与滤波电容 C_d 串联后接在逆变桥外。逆变电路输入端电流 i_{β} 为脉动的直流电流, 脉动频率是 VR1~VR4 开关器件工作频率的两倍, 由图中可见, $i_{\beta} = I_d + i_{cd}$, 其中 I_d 是 i_{β} 的直流分量, i_{cd} 就是 i_{β} 的交流分量, 因此负载上得到两倍开关频率的交流电流和电压。

倍频式电路和改进型倍频式电路在相同的晶闸管开关频率下, 可使负载工作频率提高一倍, 加上该类电路中晶闸管反压时间较长, 因此电源工作频率上限可以提高到数十 kHz。但电路中含有两个谐振电路($L_{02}C_0$ 和 $L_H C_H$), 电路参数配合关系复杂, 加上感应加热负载在加热过程中等效电路参数值 R_H 、 L_H 值均要变化, 因此负载适应性和电路的控制较复杂, 应用范围较小。

3.3.2 单管逆变电路

单管逆变电路感应加热电源电路结构简单、控制方便, 近年来在中小功率工业感应加热中得到较多的应用, 并且已经进入家用电器领域, 例如家用电磁灶、热水器等。

一种单管逆变电路感应加热电源电路结构如图 8.4-12 所示。图中, VD1~VD4 组成二极管桥式整流电路, L_d 和 C_d 为滤波电感和滤波电容器。 L_H 、 R_H 为感应加热负载,

C_H 为负载补偿电容, V 采用开关器件 IGBT, 单管逆变电路感应加热电源一般工作频率在数十 kHz 到数百 kHz, 其工作原理简述如下。

图 8.4-12(a) 中, 整流器输出直流电压 U_d 可看作是常数, L_H 、 R_H 、 C_H 组成负载谐振电路。 t_1 时刻前 VD 导通(见图 8.4-12)且 $u_H = U_d$; t_1 时刻 $i_k = 0$, 这时令 V 导通, 所以能继续保持 $u_H = U_d$, i_{LH} 电流按指数规律上升; t_2 时刻, 当 i_{LH} 达到最大值 i_{LHm} 时, V 关断, 电流 i_{LH} 转而流向 C_H 使 L_H 、 R_H 、 C_H 电路振荡; i_{LH} 和 u_H 波形如图 8.4-12(b) 所示, 其中 u_H 下降过零并变为负值, 然后重新上升; t_3 时刻 u_H 升高到 U_d 后, 二极管 VD 导通; 由于此时 $u_H > 0$, i_{LH} 继续上升, 到 t_4 时刻 $i_{LH} = 0$, V 再次触发导通, 开始下一个周期。

图 8.4-12 表明, 该电路只用一只开关器件就实现了直流到交流的变换, 同时开关器件具有零电流开通、零电压关断的软开关工作条件。

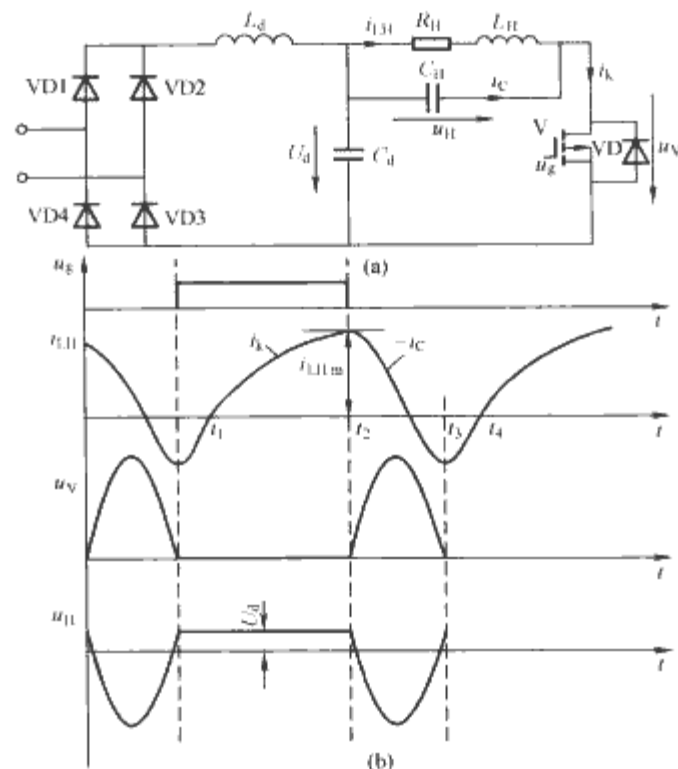


图 8.4-12 单管逆变电路感应加热电源电路结构
(a) 电路图; (b) 工作原理波形图

实际电路中, 通过调节开关 V 的导通时间 $\tau = t_2 - t_1$ 可以调节电流最大值 i_{LHm} 的大小, 从而实现输出功率的调节。

可以采用减小电容器 C_d 到适当大小来降低输入电流的谐波分量和提高网侧功率因数, 这时 U_d 近似为工频正弦半波电压波形, 工频输入电流接近正弦波, 功率因数接近 1。

4 晶闸管并联逆变中频电源

晶闸管并联逆变中频电源具有负载适应能力强、工作稳定可靠、过电流保护特性好、晶闸管容量大、价格低等特点, 是应用最广泛的工业感应加热电源。

4.1 电路结构和工作原理

4.1.1 电路结构

晶闸管并联逆变中频电源电路基本结构如图 8.4-13 所示。晶闸管 VT1~VT6 组成三相桥式全控整流电路, 它将电网交流电变换成直流电, 经电感 L_d 滤波后加到由晶闸管 VR7~VR10 组成的逆变电路输入端, 整流电路采用相控方式控制晶闸管导通角 α 实现输出电压 U_d 的调节, L_d 足够大, 因此 I_d 可认为是平滑的直流电流, 有关整流电路的工作原理参见本卷第 4 篇第 2 章, 这里只介绍电源中逆变电路工作原理。

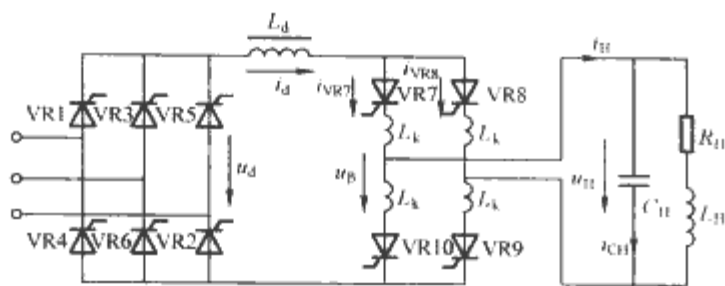


图 8.4-13 晶闸管并联逆变中频电源电路

4.1.2 工作原理分析

电源逆变电路由晶闸管 VR7~VR10 组成，逆变电路直流端输入为平滑的直流电流 I_d [见图 8.4-14 (c)]。假设 $0 < t < T/2$ 期间，VR7、VR9 导通，VR8、VR10 截止； $\pi/2 < t < T$ 期间，VR8、VR10 导通，VR7、VR9 截止，则逆变器输出电流 i_H 是幅值为 I_d ，频率为 $f=1/T$ 的交流方波 [见图 8.4-14 (d)]，逆变电路工作频率和 VR7~VR10 开关频率也是 $f=1/T$ 。

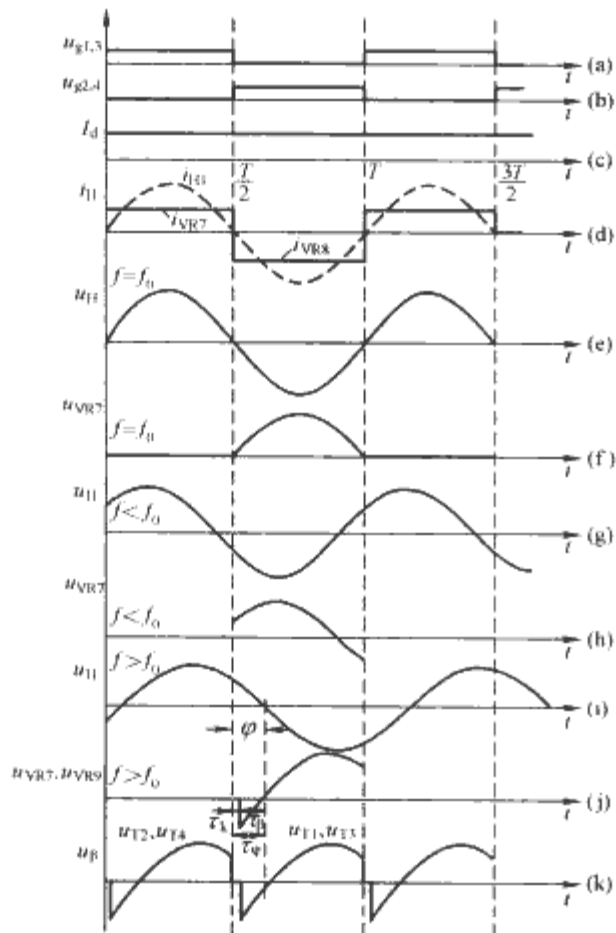


图 8.4-14 晶闸管并联逆变电路波形图

并联逆变电路的负载采用并联电容 C_H 补偿无功功率，负载振荡电路谐振频率为 f_0 ，其等效电路和负载特性如图 8.4-4 (b) 和图 8.4-8 所示。根据上二节对并联振荡负载电路特性和并联逆变电路工作状态的的分析，当工作频率 $f \approx f_0$ 时，可以得到结论为

(1) 负载电压 u_H 为近似正弦波 [见图 8.4-14 (e)、(g)、(i)]。这是因为：① i_H 电流方波可以分解为频率为 f 的基波电流和 3、5、7、…次谐波电流；② 负载并联谐振电路的阻抗幅值特性如图 8.4-8 (a) 所示。其特点是：对基波电流 $f \approx f_0$ ，阻抗较大，所以负载基波电压分量较大；对 3、5、7…次谐波电流，阻抗值较小，尤其当 Q 值较高时，阻抗值很低，相应负载谐波电压也很小，因此负载电压 u_H 可看作是正弦波。

(2) 当 $f=f_0$ 时，负载电路工作在完全补偿情况，图 8.4-8 (b) 中 $\varphi=0$ ，表示此时电压 u_H 和电流 i_H 相位相同，电流电压波形如图 8.4-14 (d) 和图 8.4-14 (e) 所示；当 f

$< f_0$ 时，由图 8.4-8 (b)，此时 φ 角为正，即电流 i_H 滞后电压 u_H 电角度 φ ，如图 8.4-14 (g) 所示；当 $f > f_0$ 时， φ 角为负值，即电流 i_H 超前电压 u_H 电角度 φ ，电压 u_H 波形如图 8.4-14 (i) 所示。

(3) $f=f_0$ 时，开关器件 VR7 电压 u_{VR7} 波形如图 8.4-14 (f) 所示，其中在 $0 < t < T/2$ 期间，VR7 导通， $u_{VR7}=0$ ；在 $T/2 < t < T$ 期间，VR8 导通， $u_{VR7}=-u_H$ 。同理可画出 $f < f_0$ 和 $f > f_0$ 时的 u_{VR1} 波形分别如图 8.4-14 (h) 和图 8.4-14 (j) 所示。

实际在图 8.4-13 中，VR7~VR10 为晶闸管。图 8.4-14 (f) 和图 8.4-14 (h) 所示的晶闸管电压波形，由于晶闸管关断后立即承受正向电压，晶闸管不能关断，电路不能正常工作。图 8.4-14 (j) 所示的晶闸管电压波形能正常工作，因为这时当晶闸管关断后，先承受反向电压，等晶闸管恢复正向阻断能力后才承受正向电压，晶闸管可以正常关断。上述分析表明，晶闸管并联逆变中频电源只能工作在 f 略大于 f_0 的工作情况下且必须保证 φ 相应的反压时间大于晶闸管的关断时间 t_q (见第 2 篇第 2 章 6 节)。

正常工作时相应的 i_H 、 u_H 、 u_{VR1} 如图 8.4-14 (d)、(i)、(j) 所示。逆变器输入端电压 $u_\beta = u_{VR7} + u_{VR10}$ 如图 8.4-14 (k) 所示。根据工作原理分析，中频输出电压 u_H 的有效值 U_H 为

$$U_H = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} \frac{U_d}{\cos\varphi} \quad (8.4-27)$$

式中： φ 为负载电流 i_H 和负载电压 u_H 的相位差，即负载的功率因数角 [见图 8.4-14 (i)、(j)]。

4.1.3 换流过程分析

图 8.4-14 中， $t=T/2$ 时刻前，VR7 导通，电流 $i_H = i_{VR7} = I_d$ ； $t=T/2$ 时刻，VR8、VR10 触发导通， i_d 从 VR7 换流到 VR8，由于换流电感的限流作用， i_{VR7} 下降和 i_{VR8} 上升需要时间 τ_k 。即在 τ_k 时间内，VR7、VR8 同时导通，因此有 (见图 8.4-13)

$$L_k \frac{di_{VR8}}{dt} - L_k \frac{di_{VR7}}{dt} = u_H(t) \quad (8.4-28)$$

考虑到 $i_{VR7} + i_{VR8} = I_d$ 且 I_d 为恒值，即 $\frac{di_{VR7}}{dt} = -\frac{di_{VR8}}{dt}$ ，所以有

$$\frac{di_{VR8}}{dt} = \frac{u_H(t)}{2L_k} \quad (8.4-29)$$

可见采用 L_k 并选择一定的电感量后，可以限止晶闸管开通时的电流上升率 $\frac{di_{VR}}{dt}$ 。

如果将换流期间电压 $u_H(t)$ 看作常数，即 $u_H = U_{Hm} \sin\varphi$ ，则有

$$\frac{di_{VR8}}{dt} = \frac{U_{Hm} \sin\varphi}{2L_k} \quad (8.4-30)$$

$$\tau_k = I_d / \frac{di_{VR8}}{dt} = \frac{2L_k I_d}{U_{Hm} \sin\varphi} \quad (8.4-31)$$

4.1.4 主电路电量计算和参数设计

(1) 整流桥输出直流电压平均值 U_d 。三相桥式全控整流电路，工频交流输入端线电压有效值 U_L ，在 I_d 连续条件下有

$$U_d = 1.35 U_L \cos\alpha \quad (8.4-32)$$

式中： α 为整流桥控制角。

(2) 负载电压有效值 U_H ，根据式 (8.4-27) 有

$$U_H = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} \frac{U_d}{\cos\varphi} \quad (8.4-33)$$

(3) 额定中频输出功率为

$$P_{HN} = U_{dN} I_{dN}$$

式中: U_{dN} 为直流电压额定值, V; I_{dN} 为直流电流额定值, A。

4.2 主电路参数设计

4.2.1 滤波电感 L_d 的设计

电感 L_d 在电路中具有维持直流电流 I_d 连续、滤去直流电流中的交流谐波电流、抑制负载短路电流上升以实现过电流保护等功能, 一般按上述三个功能分别进行 L_d 的设计计算, 然后选取其最大者。

4.2.1.1 按维持直流电流 I_d 连续进行设计

$$L_d \geq \frac{K_{L1} U_2}{I_{dL}} \times 10^{-3} \quad (8.4-34)$$

式中: U_2 为三相工频输入相电压有效值, V; K_{L1} 为常数, 对三相桥式全控整流电路, $K_{L1} = 0.107 \text{ s/rad}$; I_{dL} 为临界连续时 I_d 平均值, 即能维持直流电流连续的最小直流电流值, 一般取 $I_{dL} = 0.1 I_{dN}$ (A), I_{dN} 为直流电流额定值。

4.2.1.2 按直流电流 I_d 中工频谐波电流大小进行设计

$$L_d \geq \frac{U_{d1}}{\omega_d I_{d1}} = \frac{U_{d1}}{U_2} \frac{U_2}{\omega_d \frac{I_{d1}}{I_{dN}} I_{dN}} = K_2 \frac{U_2}{K_3 \omega_d I_{dN}} \quad (8.4-35)$$

式中: $K_2 = U_{d1}/U_2$; $K_3 = I_{d1}/I_{dN}$; $\omega_d = m\omega$; U_{d1} 为整流桥输出端最大基波电压峰值 (当 $\alpha = 90^\circ$ 时); I_{d1} 为电感 L_d 电流最大基波分量电流峰值 (当 $\alpha = 90^\circ$ 时); m 为整流电路脉波数。

对于三相桥式整流电路, $m=6$, $K_2=0.46$, K_3 表征了谐波电流的大小, 通常可取 0.05。

4.2.1.3 按抑制短路电流能力进行设计

当电源采用将整流电路拉入逆变运行方式来抑制短路电流时, 在最恶劣的情况下 ($\alpha = 0^\circ$, $\theta_0 = 60^\circ$), 根据本章 4.5.1 节的分析和式 (8.4-48), 短路电流峰值为

$$I_{dm} = I_{dT} + 1.5 \frac{\sqrt{6} U_2}{\omega L_d} \quad (8.4-36)$$

如限制短路电流 $I_{dm} \leq 3 I_{dN}$, 并取 $I_{dT} = (1.1 \sim 1.2) I_{dN}$, 则有

$$L_d \geq 2.04 \frac{U_2}{\omega I_{dN}} \quad (\text{H}) \quad (8.4-37)$$

按式 (8.4-34)、式 (8.4-35)、式 (8.4-37) 分别计算 L_d , 最后取其最大者。

实际按上述 L_d 值设计制造电抗器时, 因电感值较大, 一般采用带硅钢片磁心的结构, 同时要保证在三倍额定电流下 ($I_{dm} = 3 I_{dN}$) 磁心不饱和, 所以常采用带气隙的硅钢片磁心, 并应仔细计算该校核该电流下的磁通密度和电感量。

4.2.2 逆变器晶闸管的选择

由于逆变器工作频率较高, 逆变器晶闸管需采用 KK 型快速晶闸管或 KG 型高频晶闸管, 电路中晶闸管电压电流波形如图 8.4-14 (j) 和图 8.4-14 (d) 所示。晶闸管参数选择为

4.2.2.1 正向阻断电压 U_{DRM}

$$U_{DRM} = K_V U_{HM} = K_V \frac{\sqrt{2}\pi}{4} \frac{U_d}{\cos\varphi} \sqrt{2} = K_V \frac{\sqrt{2} U_d}{0.9 \cos\varphi} \quad (8.4-38)$$

式中: $U_{HM} = \sqrt{2} U_H$, 见式 (8.4-27); K_V 为电压安全系

数, 一般取 1.3~1.5。

4.2.2.2 反向阻断电压 U_{RRM}

$$U_{RRM} = K_V U_{HM} \sin\varphi \quad (8.4-39)$$

φ 角一般在 30° 左右, 因此 U_{RRM} 较 U_{DRM} 小, 考虑到晶闸管换流过程常常会在换流时产生负的尖峰电压, 实际反压比式 (8.4-39) 高, 而且晶闸管产品一般正向阻断电压和反向阻断电压是相同的, 所以一般取 $U_{RRM} = U_{DRM}$ 。

4.2.2.3 正向电流最大值 I_{TM} (A)

逆变晶闸管电流为 180° 方波电流, 幅值与直流电流 I_d 相同, 因此取正向电流最大值为

$$I_{TM} = K_i I_{dm} = K_i \frac{P_{dm}}{U_{dm}} \approx K_i \frac{P_{Hm}}{U_{dm}} \quad (8.4-40)$$

式中: K_i 为电流安全系数; P_{dm} 为最大直流功率; P_{Hm} 为最大中频输出功率; U_{dm} 为直流电压 U_d 最大值。

一般可以按式 (8.4-40) 来选择相应的快速晶闸管额定电流值, 当工作频率较高时, 晶闸管载流能力下降, 应取较大的 K_i 值。

4.2.2.4 关断时间 t_q (μs)

晶闸管关断时间 t_q 应小于电路工作时晶闸管实际承受反向电压的时间 τ_p , 即

$$t_q \leq \tau_p / k_p \quad (8.4-41)$$

式中: k_p 为安全系数; $\tau_p = \tau_\varphi - \tau_k$ [见图 8.4-14 (j), (k)], 其中, $\tau_\varphi = \varphi / 2\pi f$; τ_k 见式 (8.4-31)。

4.2.2.5 通态电流临界上升率 di_T/dt (A/ μs)

由式 (8.4-30) 可知, 选择晶闸管通态电流临界上升率 di_T/dt 参数应满足

$$di_T/dt \geq \frac{U_{Hm} \sin\varphi}{2L_k} \quad (8.4-42)$$

4.2.2.6 断态电压临界上升率 du/dt (V/ms)

由图 8.4-13 可知, 晶闸管不导通时电压波形为近似正弦波, 最大 $du/dt = 2\pi f \cdot U_{Hm}$, 因此选择晶闸管断态电压临界上升率 du/dt , 参数为 $du/dt \geq 2\pi f U_{Hm}$ 。

4.2.3 换流电感 L_k 参数设计

由式 (8.4-30) 可知, L_k 应为

$$L_k \geq \frac{U_{Hm} \sin\varphi}{2 \frac{di_T}{dt}} \quad (8.4-43)$$

大的 L_k 值有利于限制晶闸管电流开通时和关断时的 di/dt , 减小开关损耗, 但晶闸管换流时间变长, 反压时间变短, 尤其在电源起动过程中, 负载电压 U_H 较低, 易造成晶闸管换流失败, 起动性能变差。

4.3 电路控制

4.3.1 输出功率控制

感应加热电源的控制主要是通过对输出功率 P_H 的调节实现对被加热工件温度 T 的控制, 因此最直接的控制方法是以工件温度为反馈信号对 P_H 进行控制, 设负载等效电阻为 R_H , 则有

$$P_H = \frac{U_H^2}{R_H} \quad (8.4-44)$$

由式 (8.4-35) 得

$$U_H = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} \frac{U_d}{\cos\varphi} \quad (8.4-45)$$

因此可以通过调节整流桥控制角 α 调节 U_d 的大小来实现对 P_H 的控制。

对逆变器 φ 角的控制也可以实现对 P_H 的调节, 但 φ 角小可能导致 τ_φ 和 τ_p 过小 [见图 8.4-14 (j)], 造成晶闸管关

断失败, φ 角大时可能导致负载电压 U_H 过高见式 (8.4-45), 相应晶闸管电压 U_T 也高, 危及逆变晶闸管的安全, 所以功率调节范围受到很大限制, 一般只在某些场合下作为辅助调功手段。

实际感应加热控制系统中, 往往是工件温度 T 的检测比较困难, 而一般情况下可认为 T 和 P_H 近似线性关系, 因此常常选用 P_H 作为调节对象, 并以此作为反馈量实现恒温控制。另外, 由式 (8.4-46) 和式 (8.4-47) 可知, P_H 正比于 U_d^2 , 所以也可以选择 U_d 作为调节对象。

感应加热系统对控制的动态和静态性能指标要求并不很高, 采用上面几种方法和常规的 PI 调节器控制可满足要求。

4.3.2 频率自动跟踪

晶闸管并联逆变中频电源工作频率 f 必须略大于 C_H 、 L_H 、 R_H 负载谐振频率 f_0 (见 4.1.2 节), 并保持负载电压电流相位差 φ 角为一定值 [见图 8.4.14 (j)]。但实际感应加热过程中, 负载的谐振频率 f_0 是变化的, 变化的主要原因是被加热工件电阻率和铁磁物质工件磁导率 μ 随温度的变化, 因此, 电源工作频率 f 也必须跟随 f_0 作相应的变化, 通常称为频率自动跟踪控制。

频率自动跟踪通过检测负载电压或电流信号, 经过一定的变换处理后来控制电源的工作频率 f , 实现频率的自动调节。自动调频方式可分为瞬时值控制和平均值控制两大类。瞬时值控制方式是按照负载信号的实时值逐周进行比较, 并根据其结果逐周进行控制的方式, 其优点是反应迅速, 控制精确, 缺点是抗干扰能力较差。平均值控制方式是按照负载信号的平均值对工作频率进行控制的方式, 其优点是抗干扰能力较强, 缺点是反应较慢。

4.3.2.1 瞬时值控制自动调频

瞬时值控制自动调频工作原理如图 8.4-15 所示, 对应的主电路图和波形如图 8.4-13 和图 8.4-14 (i)、(j) 所示。图 8.4-15 (b) 中, u_{HS} 是负载电压信号, i_{CHS} 是补偿电容 C_H 的电流信号, P 点为两个信号的交点。该点超前电压 u_{HS} 过零点角 φ , 因此可以用来作为逆变晶闸管的驱动信号。当负载谐振频率 f_0 变化时, 由于 φ 角保持不变, 所以电源的工作频率必然相应变化 [见图 8.4-8 (b)]。进一步分析表明, 当工作频率变化时, 实际上不是 φ 角保持恒定, 而是 $\tau_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f}$ [τ_φ 即图 8.4-15 (b) 中 P 点到 Q 点的时间] 保持恒定, 所以这种方法也称为定时原则调频, 可以实现负载谐

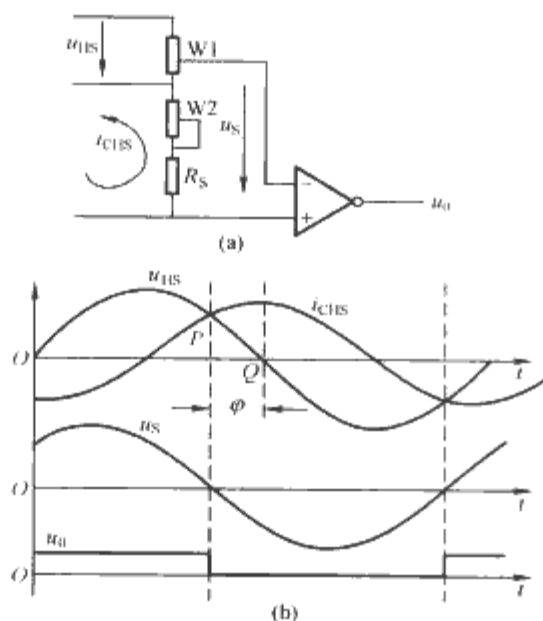


图 8.4-15 瞬时值控制自动调频工作原理
(a) 自动调频原理电路图; (b) 自动调频原理波形图

振频率 f_0 变化条件下, 电源工作频率自动跟踪, 保持晶闸管的反压时间 τ_β 不变, 有利于电源中逆变电路的稳定工作。

电路的实现如图 8.4-15 (a) 所示, 图中 $u_S = k_1 u_{HS} - k_2 i_{CHS}$, u_{HS} 和 i_{CHS} 可在主电路中通过电压电流互感器得到。 u_S 也是正弦信号, 其过零点即为电压电流信号的交点, k_1 、 k_2 可通过电位器 $W1$ 、 $W2$ 调节以改变 φ 角的大小, u_S 的过零点通过比较器检出, 再经过整形功放形成逆变晶闸管的驱动脉冲信号, 驱动相应的晶闸管 $VR7 \sim VR10$ 。

4.3.2.2 平均值控制自动调频

平均值控制自动调频工作原理是保持逆变晶闸管反向电压时间 t_β 为恒定, 其工作原理如图 8.4-16 所示。图 8.4-16 (b) 说明了反向电压时间 t_β 的测量方法原理。 u_β 波形如图 8.4-14 (k) 所示, 通过对 u_β 过零点的检测可以得到 $u_{\beta 1}$, $u_{\beta 1}$ 经过滤波得到 $u_{\beta 1}$ 的平均值 \bar{u}_β , \bar{u}_β 即代表了逆变晶闸管反压时间 t_β , 图 8.4-16 (a) 中, u_β^* 为 t_β 的给定值, \bar{u}_β 和 u_β^* 之差通过 PI 调节器后, 经电压频率转换器, 再经整形功放分别驱动 $VR7$ 、 $VR9$ 和 $VR8$ 、 $VR10$ 。

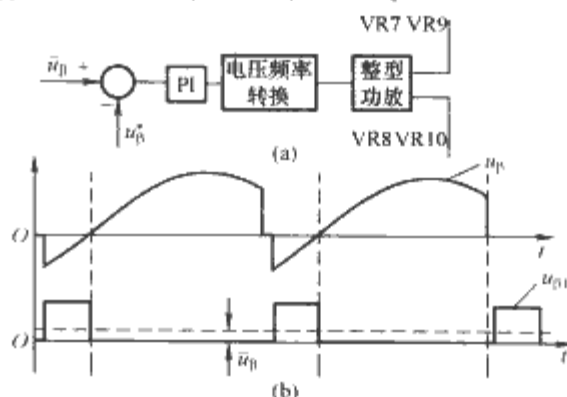


图 8.4-16 平均值控制自动调频工作原理
(a) 自动调频原理框图; (b) 自动调频原理波形图

4.4 晶闸管并联逆变中频电源起动电路

晶闸管并联逆变中频电源起动比较困难, 其原因主要有两条: ①4.1.2 节和 4.3.2 节中说明了中频电源必须在工作频率 f 略大于 f_0 条件下运行, 以保护 φ 角在一定范围, 而 f_0 在工作过程中是变化的, 所以电源必须采用频率自动跟踪控制, 即逆变晶闸管 $VR7 \sim VR10$ 的触发信号应该来自负载电压电流信号, 称为自激工作状态, 电源起动工作前负载无电压电流信号, 因此无法得到正确的逆变晶闸管触发信号; ②电源逆变晶闸管 $VR7 \sim VR10$ 的换流是依靠负载电压 U_H 和正确的触发信号, 电源起动前, $U_H = 0$, 逆变晶闸管没有换流电压, 无法换流, 逆变器不能正常工作。

为此, 必须采用一定的起动方法和相应的起动电路实现电源的起动。目前常用的起动方法大约有三种, 即预充电起动、他激转自激起动和直接自激起动。

4.4.1 预充电起动法

这种起动方法从早期的中频电源一直沿用至今, 实践证明具有良好的起动性能。图 8.4-17 中, A 为预充电起动电路, C_s 在起动前预先冲上电压 U_{s0} , 主电路整流输出一定的电压 U_d , 因 $VR1 \sim VR4$ 关断, 所以 $i_d = 0$, 起动时合上开关 $S1$, C_s 向 C_H 放电并导致 C_H 、 L_H 、 R_H 负载电路振荡, 相应负载电压、电流被检测并经控制电路生成正确的 $VR1 \sim VR4$ 触发信号, 逆变电路工作。之后 i_d 相应上升并逐步进入稳定工作。 $S2$ 可以采用晶闸管, L_s 用于防止电容放电电流的冲击。 B 中 $S2$ 在起动前接通, 使起动开始时电流 i_d 有一初值 i_0 , 起动后可使电流 i_d 上升较快, 负载能量得到及时补充, 有利于起动成功, 一般称其为预充磁电路 (为电

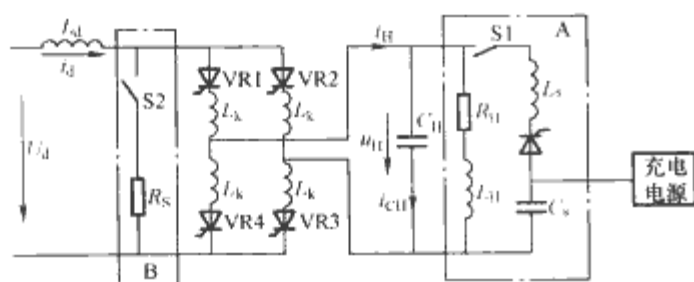


图 8.4-17 预充电起动原理图

感 L_d 充磁)，当起动成功后 S2 断开。

4.4.2 他激转自激起动法

他激转自激起动方法是指，起动前控制电路用本机他激频率发生器产生逆变电路触发脉冲，起动时再向逆变电路输入端加入一定的直流电压 U_d （见图 8.4-13），只要他激信号频率适当高于感应加热负载谐振频率 f_0 ，电路就可以起动工作，这时他激频率固定，电路不具有频率自动跟踪功能，所以电路起动后要将他激转为自激工作状态，并提升直流电压 U_d 使进入额定工作状态。

他激到自激的转换用电子开关实现，控制电路检测负载电压 U_H 大小，起动后 U_H 幅值升到某设定值 U_{HT} 时，电子开关动作将控制从他激转为自激，同时控制整流电路提高 U_d 。他激频率 f 的选择是起动成功的关键之一，可以通过对负载谐振频率 f_0 的测量和实际电路起动的试验来确定。由于在不同负载条件下 f_0 有一定的变化，给他激频率 f 的确定带来一定困难。一种解决的方法是采用“扫频”法，即将他激频率 f 从一较高的频率值逐渐地下降，当该频率进入合适范围，逆变电路起动工作，负载电压 U_H 上升，检测 U_H 值并当 U_H 升高到设定值 U_{HT} 时，电路立即转为自激工作频率，完成起动过程。

他激转自激起动方法电路简单，起动特性较好，应用较广泛。

4.4.3 直接自激起动

采用直接自激起动技术时，只要将逆变输入端电压 U_d 从零逐渐升高，电路即可起动工作，所以亦称“零起动”。该起动技术的关键是 i_{CH} 电流检测电路，在图 8.4-15 的电流检测电路中串入非线性电阻 R_s ，该电阻在小电流下为高电阻值，大电流下为低电阻值。 R_s 提高了小电流下电流检测的灵敏度，增加了逆变角 φ 和相应晶闸管的反压时间 τ_φ ，提高了逆变晶闸管的换流能力。实际电路中，非线性电阻采用两组反并联的二极管再串联后与 W2 串联（见图 8.4-15）。电路起动前，主电路中的杂散信号会在负载 C_H 、 L_H 、 R_H 谐振回路中产生微弱的振荡信号，高灵敏度的电流检测电路能检测到该信号，如图 8.4-18 中的 i_{CH1} 和 U_{H1} ，能够生成逆变电路触发信号而使逆变电路工作。同时，由于非线性电阻 R_s 放大了小电流下检测到的电流信号 i_{CH1} ，该信号与电压信号 U_{H1} 的交点生成的 φ_1 角也较大，相应换流电压和反压时间较大，提高了逆变晶闸管的换流能力。当中频电源起动成功， U_d 和相应 U_H ， i_{CH} 升高到正常工作状态下， φ 角自动变小，如图 8.4-18 中 U_{H2} 和 i_{CH2} 交点和 φ_2 角。直接自

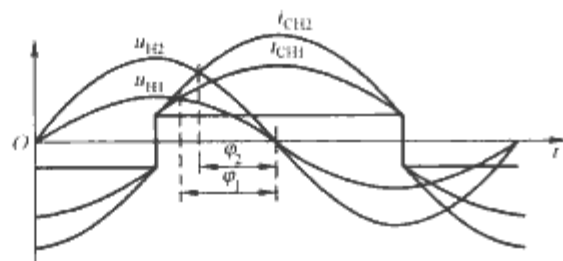


图 8.4-18 直接自激起动原理图

激起动法电路简单，起动性能好，起动过程平滑无冲击，应用广，但只能用在定时原则瞬时值控制的自动调频电路中。

4.5 电源的保护

4.5.1 过电流保护

图 8.4-13 感应加热电源易发生的故障有逆变桥上下桥臂直通短路和负载短路，前者可能由于逆变换流失败引起，后者则可能由于感应线圈短路或匝间短路，补偿电容 C_H 失效等原因引起，上述故障都造成整流桥输出经逆变桥晶闸管短路而引起 i_d 上升，短路故障情况下等效电路如图 8.4-19 (a) 所示。短路电流 i_{ds} 流过整流晶闸管和逆变晶闸管，可能造成晶闸管的过电流损坏，必须限制 i_{ds} 的大小以保护晶闸管。一种常用的保护方法是检测到过电流，即当 $i_d > I_{dT}$ 时，立即将整流电路控制角增大到 $\alpha = 150^\circ$ ，将整流电路拉入逆变工作状态，整流桥输出电压 U_d 将变为负值，迫使 i_d 减小，直至短路电流 i_{ds} 变为零，图 8.4-19 (b) 给出了短路电流 i_{ds} 波形。

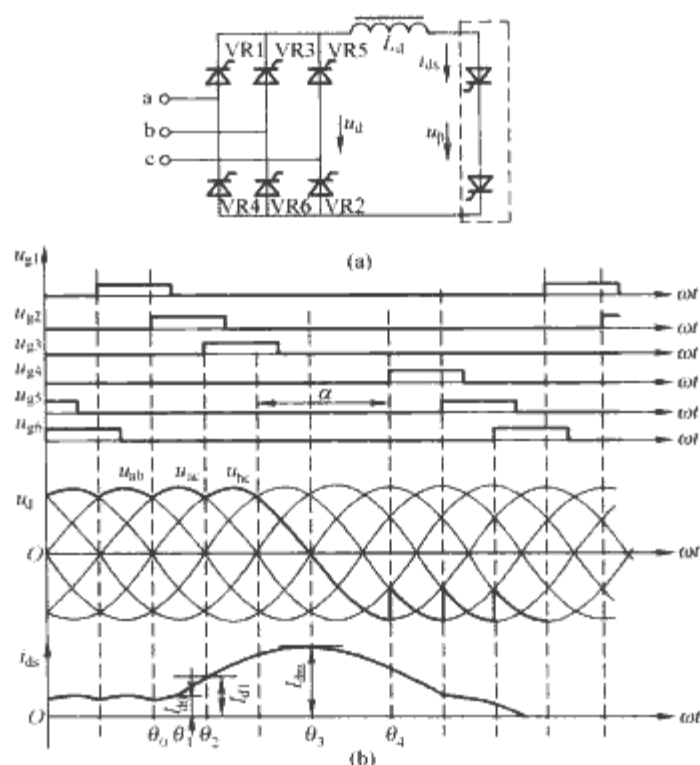


图 8.4-19 用整流桥逆变工作状态的过电流保护

(a) 过电流保护等效电路图；(b) 过电流保护波形图

θ_1 时刻前，电路正常工作， $\alpha = 0^\circ$ 时 i_{ds} 波形如图 8.4-19 (b) 所示； θ_1 时刻短路故障发生， $u_p = 0$ ， i_d 上升；到 θ_2 时刻， $i_d = I_{dT}$ (I_{dT} 为过电流门限值)，检测电路检测到 $i_d \geq I_{dT}$ 后立即给出信号将 α 角从 0° 变为 150° ，从图中可见，VR4 触发导通时间移到了 θ_4 时刻， θ_2 到 θ_4 期间 VR3、VR2 导通， $u_d = u_{bc}$ ，此时电流 i_d 可表示为

$$L_d \frac{di_{ds}}{dt} = u_d = \sqrt{6}U_2 \sin(\omega t - \theta_0) \quad (8.4-46)$$

电路起始条件为 $\omega t = \theta_2$ 时， $i_d = I_{dT}$ ，解式 (8.4-46) 方程并代入初始条件可得

$$i_d = I_{dT} + \frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L_d} [\cos(\theta_2 - \theta_0) - \cos(\omega t - \theta_0)] \quad (8.4-47)$$

当 $\theta_2 = \theta_0 + 60^\circ$ 和 $\omega t = \theta_3 = \theta_0 + 180^\circ$ 时，有最大短路电流 i_{dm} 为

$$i_{dm} = I_{dT} + \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\omega L_d} \quad (8.4-48)$$

适当选择 L_d 的大小, 可以限制 i_{dm} 值以保护逆变电路和整流电路中晶闸管。当限制短路电流 $i_{dm} \leq 3i_{dN}$ 时, 可按式 (8.4-37) 来计算 L_d 值。

4.5.2 过电压保护

过电压保护方法与过电流保护类似。当负载回路开路, 逆变电路 φ 突然变大, 逆变晶闸管 VR1~VR4 中有一只直通等情况下, 会造成输出电压快速上升危及设备和晶闸管器件的安全。当检测电路检测到过电压时, 立即将整流电路拉入逆变工作状态, 工作原理参见过电流保护。

4.5.3 其他保护措施

(1) 快速熔断器。整流晶闸管串联快速熔断器, 以实现短路电流不经过 L_d 情况下的过电流保护。

(2) 冷却水失水保护。感应加热电源散热大多采用水冷冷却方法, 因为感应加热电源负载感应线圈电流和电流密度都非常大, 必须采用水冷, 因此电源也都采用水冷方式。对冷却水循环系统水压或流量进行检测, 当检测到失水时, 电源自动关机实现保护。

(3) 温度保护。设置温度传感器、温度继电器等实现对晶闸管、电抗器、冷却水等的超温保护等。

5 晶闸管串联逆变中频电源

晶闸管串联逆变中频电源电路简单、起动容易, 工作频率上限比晶闸管并联逆变中频电源高, 但过电流保护性能相对较差。适用于起动频繁而负载品质因数 Q 变化不大的场合, 如淬火热处理、锻件加热等。

5.1 电路结构和工作原理

5.1.1 电路结构

晶闸管串联逆变中频电源有全桥式逆变电路和半桥式逆变电路两种, 负载都是电容补偿串联振荡电路, 二者工作原理基本相同, 全桥式晶闸管串联逆变中频电源主电路如图 8.4-20 所示。

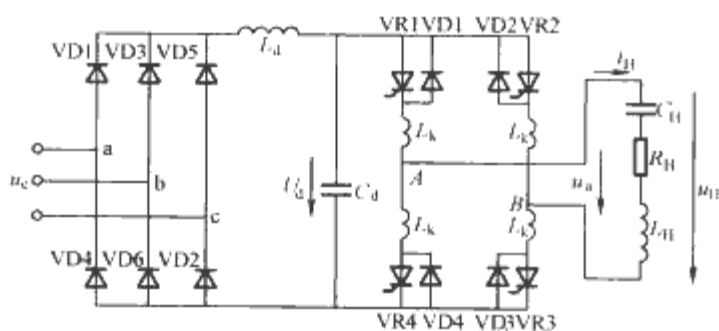


图 8.4-20 晶闸管串联逆变中频电源

二极管 VD1~VD6 组成三相桥式整流电路, 它将电网交流电整流成直流, 经 C_d 滤波成平滑的直流电压 U_d , U_d 加到由晶闸管 VR1~VR4 和二二极管 VD1~VD4 组成的逆变电路输入端, L_d 用于限制整流桥对 C_d 充电电流的峰值大小。由于采用的是二极管整流, 简化了主电路, 但相应 C_d 上的电压 U_d 大小也不可调节, 无法采用调节 U_d 大小来调节输出功率, 需要逆变电路具有输出功率调节功能, 逆变电路部分的工作原理如下。

5.1.2 工作原理分析

图 8.4-20 中, U_d 为恒定的直流电压, 设 $0 < t < T/2$ 期间, VR1、VR3 导通, VR2、VR4 截止; $T/2 < t < T$ 期间, VR2、VR4 导通, VR1、VR3 关断, 则逆变电路输出电压 $u_H = u_{AB}$ 是幅值为 U_d 、频率为 $f = 1/T$ 的方波 [见图 8.4-21

(d)], 因为负载是 C_H 、 L_H 、 R_H 串联振荡电路, 设串联振荡电路谐振频率为 f_0 , 经分析, 电路的特性为

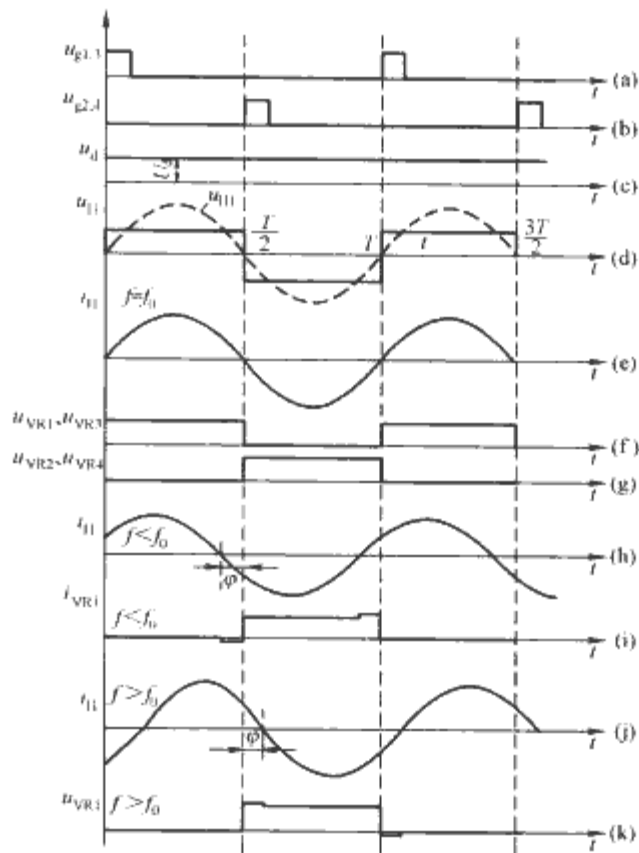


图 8.4-21 晶闸管串联逆变中频电源波形图

(1) 当 $f \approx f_0$ 时, 负载电流 i_H 近似为正弦。

(2) 当 $f = f_0$ 时, 负载电路工作在完全补偿情况, 由图 8.4-6 (b) 可见, 此时 $\varphi = 0$, 电压 u_H 和电流 i_H 相位相同, 电流、电压波形如图 8.4-21 (d) 和图 8.4-21 (e) 所示; 当 $f < f_0$ 时, 由图 8.4-6 (b), 此时 φ 角为负值, 即电流 i_H 超前电压 u_H 电角度 φ , 如图 8.4-21 (h) 所示; 当 $f > f_0$ 时, φ 角为正, 即电流 i_H 滞后电压 u_H 电角度 φ , 电流波形如图 8.4-21 (j) 所示。

(3) 根据 $f = f_0$ 时的电压、电流波形, 可画出晶闸管 VR1、VR3 电压波形 u_{VR1} 、 u_{VR3} 如图 8.4-21 (f) 所示。当 $f < f_0$ 时, 同样画出晶闸管 VR1、VR3 电压波形 u_{VR1} 、 u_{VR3} 如图 8.4-21 (i) 所示, 其中 $T/2 - \varphi < t < T/2$ 期间, 逆变电路是 VD1、VD3 导通, 因此 u_{VR1} 电压为负值, 大小为 VD1 的正向导通压降。 $T - \varphi < t < T$ 期间, VD2、VD4 导通, u_{VR1} 电压为 U_d 加上 VD4 的正向导通压降。同理可以画出 $f > f_0$ 时, u_{VR1} 、 u_{VR3} 电压波形如图 8.4-21 (k) 所示。

实际电路如图 8.4-20 所示, VR1~VR4 为晶闸管, 晶闸管关断后需经一定的反向电压时间才能恢复其正向阻断能力并承受正向电压。比较图 8.4-21 (f)、(i) 和 (k) 的波形, 只有图 8.4-21 (i) 所示电压波形晶闸管才可能正常工作, 因此晶闸管串联逆变中频电源必须工作在 f 略小于 f_0 条件下, 并满足 $t_{\varphi} = \frac{\varphi}{2\pi f} \geq t_q$ (t_q 为晶闸管关断时间) 时才能正常工作。

5.1.3 输出功率计算

晶闸管串联逆变中频电源输出功率 P_H 为

$$P_H \approx U_{H1} I_{H1} \cos \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cdot I_{H1} \cos \varphi \quad (8.4-49)$$

式中: $U_d \approx 1.35U_L$ (V); I_{H1} 为负载电流基波有效值; φ 为负载基波电压与基波电流相位差, 如图 8.4-21 (h) 所示; U_d 为整流电路输出直流电压 (见图 8.4-20);

5.2 电路的控制和保护

5.2.1 输出功率的调节

式(8.4-49)中, U_d 是常数, I_{H1} 随 φ 角变大而变小, 这是串联谐振回路阻抗特性 [见图 8.4-6 (a)] 所决定的, $\cos\varphi$ 随 φ 角变大而变小, 因此当 φ 角变大时, 电源输出功率 P_H 变小。串联逆变中频电源可以通过控制改变 φ 角实现对输出功率的调节。

5.1.2 节中已说明, 晶闸管串联逆变中频电源工作频率必须小于负载回路谐振频率 f_0 才能正常工作, φ 角 [见图 8.4-21 (h)] 最小值 φ_{\min} 相对应的时间 φ_{\min}/ω 大于晶闸管关断时间 t_q 以保证晶闸管可靠关断, 所以最大输出功率

$$P_{Hm} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d I_{H1} \cos\varphi_{\min}$$

当电源工作频率 f 降低时, I_{H1} 变小 [见图 8.4-6 (a)], φ 角变大 [见图 8.4-6 (b)], 输出功率 P_H 变小。该方法是通过调节电源工作频率 f 实现对电源输出功率的控制, 也称之为变频调功。

4.3.1 节中已经说明, 晶闸管并联逆变电路中, 原理上也可采用调节频率 f 来改变 φ 角进行输出功率的调节, 但 φ 角的变化将引起负载电压 U_H 和晶闸管电压 U_{VR} 幅值过高, 一般不用于输出功率的调节。晶闸管串联逆变电路中, 逆变电路晶闸管电压波形基本不受 φ 角变化的影响, 因此可用作功率调节的手段。因无需采用调节输入端直流电压 U_d 来进行功率调节, 前级整流电路可采用二极管不控整流, 简化了电路, 降低了成本。

5.2.2 电路的保护

5.2.2.1 过电流保护

图 8.4-20 电路, 当负载或逆变桥发生短路故障时, C_d 通过逆变桥晶闸管直接短路, 产生很大的浪涌电流, 造成逆变桥晶闸管和电路其他元器件的损坏。图 8.4-22 表示了图 8.4-20 电路中采用的几种过电流保护的方法。

(1) 限止过电流的峰值。图中换流电感 L_k 有一定的限流作用, 但 L_k 值较小, 可在 C_d 和逆变桥输入端串联一电感 L_s , 电感 L_s 值较小, 不应影响电路正常工作。图 8.4-22 中接入了与 L_s 反并联的二极管 VDS。正常工作时, VDS 将 L_s 短接, L_s 等效电感值小, 短路发生时, VDS 关断, L_s 串入电路以抑制短路电流的上升。

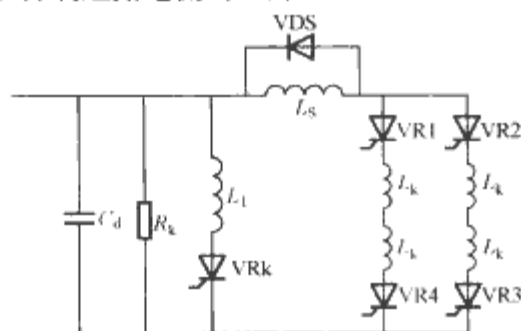


图 8.4-22 晶闸管串联逆变中频电源的过电流保护

(2) 并联分流电路。图 8.4-22 中 L_T 和 VRK 为并联分流电路, 以 VR1、VR4 短路导通为例, 当检测到过电流时, 立即触发 VRK 并同时触发 VR2、VR3, 短路电流被分流到 L_T 、VRK 支路和 VR2、VR3 支路, 并且 C_d 与各并联支路电感组成振荡回路, 当振荡电流反向时关断全部晶闸管, 实现过电流保护功能。

5.2.2.2 过电压保护

晶闸管串联逆变中频电源当轻载或空载时, 例如被加热工件移出感应线圈, 熔炼炉空炉等, 负载等效 C_H 、 L_H 、 R_H 串联振荡电路中 R_H 值很小 (见图 8.4-20), 品质因数 Q

值变大, 导致电容 C_H 上电压 U_{CH} 和电感 L_H 上电压 U_{LH} 都很高, 有可能使电容器和电感绝缘击穿而损坏, 因此晶闸管串联逆变中频电源要对电容电压或电感电压进行限压保护。

一种保护方法是: 当检测到电容电压 U_{CH} 超过设定值时, 降低电源工作频率, 使负载偏离谐振状态, $C_H R_H L_H$ 振荡电路等效阻抗 $|Z|$ 上升 [见图 8.4-6 (a)], i_H 下降, 相应 U_{CH} 和 U_{LH} 也下降。

5.2.2.3 其他保护措施

其他保护措施参考晶闸管并联逆变中频电源 (本章 4.5.3 节)

6 高频感应加热电源

高频感应加热电源工作频率范围在 10kHz 以上到数百 kHz。一般又将 10~100kHz 称为超音频电源, 100kHz 以上称为高频电源。本章 4 节、5 节中已对晶闸管并联逆变中频电源和晶闸管串联逆变中频电源作了介绍。受晶闸管关断时间限制, 即使采用 KK 系列快速晶闸管或 KG 系列高频晶闸管, 采用上述两种电源结构, 电源最高工作频率只能达到 10kHz 左右。为了达到更高的工作频率, 可以从两方面采取措施: ①改进电源中逆变电路的结构, 使晶闸管具有更长的反压时间; ②采用频率特性好的电力电子器件。目前主要采用绝缘栅极场效应晶体管 MOSFET 和绝缘栅双极晶体管 IGBT。

改进逆变电路结构有倍频式逆变电路、改进型倍频逆变电路、时间分割式控制逆变电路等 (见本章 3.3.1 节), 其中采用改进型倍频逆变电路时工作频率可以达到 50kHz, 输出功率 50kW 以上, 但由于这类电源结构主电路和控制电路复杂, 负载适应能力较差, 晶闸管高频载流能力低只能降低容量使用等缺点, 其应用受限制。

功率 MOSFET 和 IGBT 器件频率特性好, 控制性能优良, 近年来发展很快, 器件的价格也不断下降, 因此采用这两种器件的高频感应加热电源已成为当前应用和今后发展的主流。

IGBT 适用于频率几十千赫, 功率容量几十千瓦以上的感应加热电源, IGBT 与功率 MOSFET 相比, 器件容量较大, 开关频率特性略差。MOSFET 常用在 100kHz 以上电源中, 但器件功率容量相对较小。从电路结构和控制特性来看, 采用这两种器件的感应加热电源有许多类似之处。

6.1 IGBT 并联逆变式超音频电源

6.1.1 电路结构

IGBT 并联逆变超音频电源电路结构如图 8.4-23 所示。由图可知, 其电路结构与晶闸管并联逆变中频电源电路结构 (见图 8.4-13) 相似, 主要区别是逆变电路开关器件 V1~V4 采用了 IGBT 器件而不是晶闸管。每只 IGBT 都需要串联一只二极管, 如图中的 VD1~VD4, 这是因为并联逆变电路中逆变部分属于电流源型逆变器, 开关器件应具有反向阻断能力。晶闸管本身反向不导通而具有反向阻断能力,

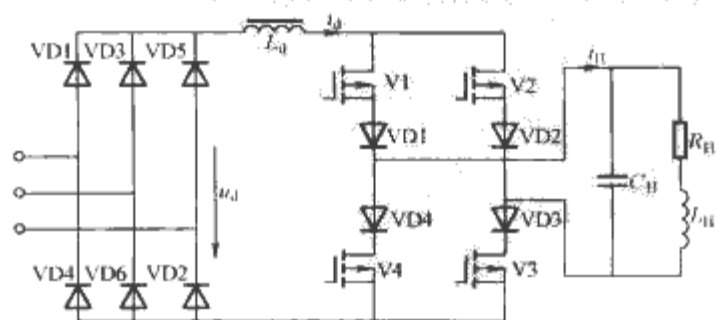


图 8.4-23 IGBT 并联逆变超音频电源电路结构

IGBT 器件不能承受反压, 必须另外串联二极管承担反向阻断功能, 该二极管需采用快恢复二极管。

6.1.2 电路的工作原理

IGBT 并联逆变超音频电源属于并联逆变式电路, 其工作原理类似于晶闸管并联逆变中频电源 (见图 8.4-13), 但由于 IGBT 具有自关断能力, 因而选择其工作状态在图 8.4-14 (e) 和图 8.4-14 (f) 所示 $f=f_0$ 的负载谐振状态。

可以看出, 这时逆变电路开关器件 IGBT 工作在零电压开关, 有利于减小 IGBT 开关损耗, 这时负载电压电流相位差 $\varphi=0$, 由式 (8.4-27) 和式 (8.4-44) 可得电路输出电压和功率为

$$U_H = \frac{\sqrt{2}\pi U_d}{4} \quad (8.4-50)$$

$$P_H = U_H^2 / R_H \quad (8.4-51)$$

6.1.3 电路的控制和保护

IGBT 并联逆变超音频电源控制类似于晶闸管并联逆变中频电源, IGBT 器件特性和驱动保护等内容参见本卷第 2 篇第 3 章 2 节和第 3 篇第 1 章 5、6 节。电源控制和保护电路等可参考晶闸管并联逆变中频电源 (本章 4.3 节和 4.5 节)。其中主要不同之处有:

6.1.3.1 频率自动跟踪电路

比较晶闸管并联逆变中频电源的频率自动跟踪控制 (本章 4.3.2 节), 因为 IGBT 器件具有自关断能力, 理想情况下 φ 角应该取为零, 实现器件的零电压开关。实际上由于 IGBT 关断需要时间和二极管有反向恢复电流, 因此适当的反压时间和 φ 角有利于逆变器的换流和 IGBT 器件的关断, 再考虑到控制检测电路的延时, 因此控制电路中保留了一个适当的小 φ 角, 为此仍可采用图 8.4-15 所示的频率自动跟踪控制电路。电源中 φ 角大小最佳值与器件特性和电路参数有关, 负载电流大小也会影响到换流时间的长短, 可以在电源试验和调试时调整确定。

6.1.3.2 电路的起动

IGBT 具有自关断能力, 采用他激工作状态即可顺利起动, 但电路进入正常工作状态后, 仍然需要自激工作以实现频率跟踪, 因此 IGBT 并联逆变超音频电源一般采用他激转自激的起动方法, 并且他激频率应尽可能接近电路自激工作频率, 以防止他激到自激的转换过程中电路工作状态发生大的变化而产生电源电压电流的振荡和冲击。

6.2 功率 MOSFET 串联逆变高频电源

6.2.1 电路结构

MOSFET 串联逆变高频电源电路结构如图 8.4-24 所示。

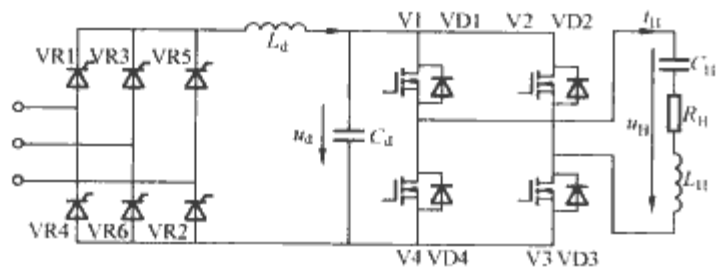


图 8.4-24 MOSFET 串联逆变高频电源电路结构

由图可见, 其电路结构与晶闸管串联逆变中频电源电路结构 (见图 8.4-20) 相似, 主要区别是逆变电路中 V1~V4 采用了功率 MOSFET 而不是晶闸管。另外图 8.4-24 中整流电路采用了三相桥式全控整流电路, 输出直流电压 U_d 可调, 用于输出功率的调节。也可以采用二极管三相桥式不控

整流电路, 这时 U_d 不可调, 输出功率可以采用逆变电路脉宽调制 (PWM) 等方式来调节。

6.2.2 电路工作原理

功率 MOSFET 串联逆变高频电源属于串联逆变式电路 (本章第 3.2 节), 其工作原理类似于晶闸管串联逆变中频电源 (本章第 5 节), 但相对于晶闸管而言, 所采用的功率 MOSFET 具有自关断能力, 其工作状态采用图 8.4-21 (e) 和图 8.4-21 (f) 所示的负载谐振状态, 即工作频率 $f=f_0$, 负载电压电流相位差 $\varphi=0$ 。从波形图上分析可知, 这种工作状态下功率 MOSFET 工作在零电流开关状态下, 有利于减小 MOSFET 开关损耗。

如果采用逆变电路输出脉冲宽度调制 (PWM) 方法调节输出功率, 则功率 MOSFET 不再工作在零电流开关状态下, 详见后面分析。

6.2.3 电路的控制保护

功率 MOSFET 串联逆变高频电源控制保护类似于晶闸管串联逆变中频电源, 其中 MOSFET 器件特性和驱动保护等内容参见本卷第 2 篇第 3 章 2 节和第 3 篇第 1 章 5、6 节, 电源控制和保护电路参考本章 5.2 节, 其中主要不同之处有:

6.2.3.1 输出功率的调节

功率 MOSFET 串联逆变高频电源输出功率的调节有多种方案可供选择, 这是因为与晶闸管串联逆变中频电源相比, 逆变电路采用了可关断器件, 因此控制的手段更多, 主要调功方式有以下几种 (见图 8.4-24):

(1) 调节直流电压 U_d 调功。当电源主电路中前级整流采用可控整流电路时, 通过对 U_d 的调节可实现输出功率的调节, 类似于式 (8.4-51), 当 $\varphi=0$ 时, 输出功率为

$$P_H \approx U_{H1} I_{H1} \cos \varphi = U_{H1} I_{H1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d I_{H1} \quad (8.4-52)$$

该方式调功过程中, 逆变电路始终工作在 $\varphi=0$, 功率 MOSFET 工作在零电流开关状态, 但前级采用可控整流或不控整流加 DC/DC 变换, 主电路和控制较复杂。

(2) 调节输出频率调功。调频调功方法和晶闸管串联逆变中频电源调功方式完全相同 (见本章 5.2.1 节), 由于调功过程中电源工作频率变化, 输出电压和电流之间的相位差 φ 也变化 (见图 8.4-21), 因此功率 MOSFET 将不再工作在零电流开关状态, 器件开关损耗大, 电流能力下降。

(3) 脉冲宽度调制调功。图 8.4-24 电路中逆变部分 MOSFET 采用图 8.4-25 所示驱动信号 $u_{g1} \sim u_{g4}$, 可得输出电压 u_H 波形 [见图 8.4-25 (b)] 是宽度为 $\pi-\beta$ 的方波, 其基波有效值 U_{H1} 为

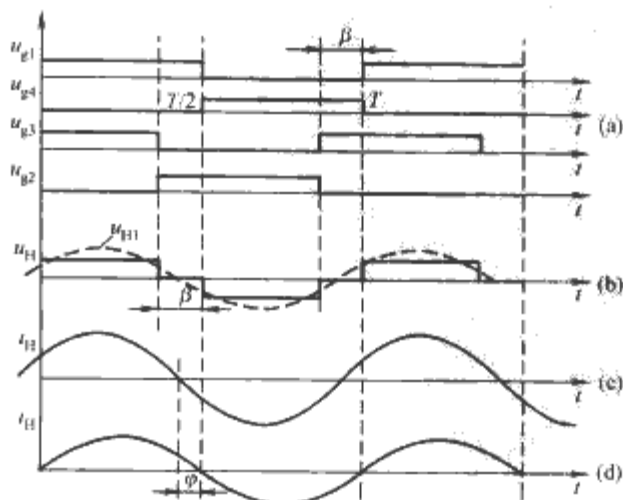


图 8.4-25 脉冲宽度调制调功

$$U_{H1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} \sin \frac{\pi - \beta}{2} \quad (8.4-53)$$

输出功率 P_H 为

$$\begin{aligned} P_H &\approx U_{H1} I_{H1} \cos \varphi \\ &= \frac{U_{H1}^2}{Z_{H1}} \cos \varphi = \left(\frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} \right)^2 \sin^2 \frac{\pi - \beta}{2} \frac{\cos \varphi}{Z_{H1}} \end{aligned} \quad (8.4-54)$$

式中: Z_{H1} 为 L_H 、 C_H 、 R_H 电路基波阻抗, φ 为电压 u_H 基波分量与电流 i_H 基波分量的相位差 [见图 8.4-25 (d)]。

可见调节 β 角的大小可以对输出功率 P_H 进行调节。

实际应用中, 图 8.4-25 (b) 中的 φ 角可有两种选择:

$\varphi=0$ 或者 $\varphi=-\frac{1}{2}\beta$ 。

1) $\varphi=0$ 时, i_H 与 u_{H1} 同相, 电流波形如图 8.4-25 (c) 所示, 这种工作情况下, 功率 MOSFET 开关状态切换在 $t=\frac{T}{2}$ 和 $t=\frac{T}{2}-\beta$ 时刻, 相应电流 i_H 值不是零, 因而不是工作在零电流开关状态。

2) $\varphi=-\frac{1}{2}\beta$ 时, 电流波形如图 8.4-25 (d) 所示, 在 $t=\frac{T}{2}$ 时刻功率 MOSFET 工作在零电流开关状态, 但在 $t=\frac{T}{2}-\beta$ 时刻, 功率 MOSFET 工作在非零电流开关状态。

6.2.3.2 过电流保护

采用功率 MOSFET 的串联逆变高频感应加热电源过电流保护可以参照晶闸管串联逆变中频电源 (见本章 5.2.2 节)。

此外与晶闸管不同的是, 功率 MOSFET 驱动电路可以关断 MOSFET 从而切断电流通路, 防止短路电流的扩大, 是一种有效的过电流保护方法。

实际设计过电流保护电路可同时采取几种保护措施, 提高电源可靠性。

7 大功率感应加热电源

随着感应加热电源应用范围的扩大, 某些应用场合对电源功率大小的要求也越来越高, 例如大型铸件所需的感应加热熔炼炉、高效率热处理生产线、热轧机连续生产线钢坯加热等。大功率的感应加热电源也成为电源技术发展方向之一。目前国产电源单机容量已达到 2500kW 以上, 多机并联总容量达到 5000kW 以上。

提高感应加热电源功率容量的方法有: 采用大容量的电力电子开关器件、采用电力电子开关器件串并联扩展器件容量、采用变流电路并联串联、感应加热电源并联运行等。大功率感应加热电源还应同时考虑到电源电网侧功率因数问题、电源对电网的谐波干扰问题、输出与负载的匹配问题等。

电力电子器件串并联技术主要是: 器件串联的静态均压和动态均压问题、器件并联的静态均流和动态均流问题。

整流电路串联、并联连接可以提高整流电路功率容量, 同时增加输入电压电流的脉波数, 减小谐波电流对电网的污染。以下主要介绍大功率电源技术中的电源并联运行问题和负载电容升压技术。

7.1 感应加热电源的并联运行

感应加热电源功率容量提高的关键问题是逆变电路功率容量的提高。通过电力电子开关器件的串并联可以提高逆变电路输出电压电流值和相应的功率容量, 但需解决均

压、均流等问题, 尤其当串并联器件数目多的时候, 均压、均流问题更为严重。而采用感应加热电源并联运行方法时, 由于每台电源均有完善的反馈控制系统, 均流问题相对容易解决, 因此是实现感应加热电源大容量化的一个重要途径。晶闸管并联逆变中频电源的两机并联运行电路以及工作原理如下。

7.1.1 两机并联电路结构

两台晶闸管并联逆变中频电源并联运行电路结构如图 8.4-26 所示, 其电路结构和运行有以下特点。

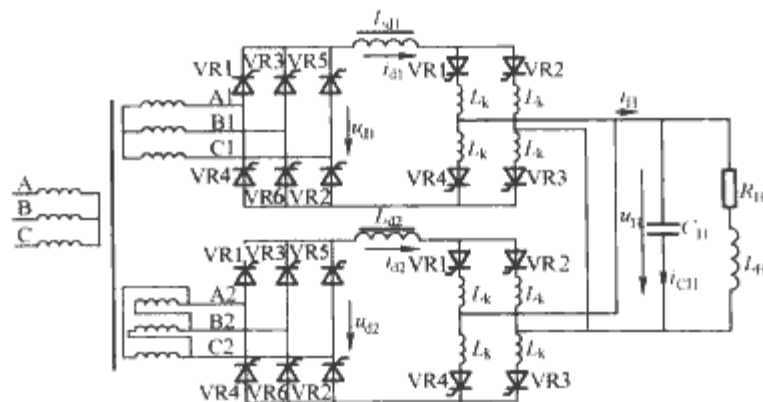


图 8.4-26 两台晶闸管并联逆变中频电源并联运行电路结构

(1) 两台电源的逆变器输出直接并联向负载供电, 同时两台电源的逆变器采用相同的逆变触发脉冲, 具有相同的负载功率因数角 φ 。实用中常采用共用一套逆变触发信号产生电路来保证上述工作条件。

(2) 两台电源整流电路输入端三相工频交流线电压幅值相等。在相同的整流控制角 α 下, 直流输出电压平均值 $U_{d1}=U_{d2}$ 。

(3) 由于逆变器输出直接并联, 所以两台电源的工频交流输入端采用变压器隔离, 同时变压器两个二次绕组分别采用星形联结和三角形联结, 实现两台电源电网交流侧电流移相 30° , 减小电网输入电流的谐波分量。

(4) 由图可知, 由于两台电源的直流整流部分互相隔离, 逆变电路输出电流幅值分别取决于 i_{d1} 和 i_{d2} , 因此并联均流问题实际上是 i_{d1} 和 i_{d2} 的均流问题。

7.1.2 均流控制原理

图 8.4-27 为图 8.4-26 所示晶闸管并联逆变中频电源并联运行的简化等效电路图, 其中 R_d 为感应加热负载的等效直流电阻, U_{d1} 、 U_{d2} 分别为两台电源整流电路输出直流电压平均值, 在三相工频输入线电压幅值 U_L 相等的条件下, 有 $U_{d1}=U_{d2}=1.35U_L \cos \alpha$, R_1 、 R_2 分别为两台中频电源的等效内阻。为简化分析过程, 可认为 $U_{d1}=U_{d2}=KU_c$, 其中 U_c 为控制电压信号, 上述条件下两台电源电流不均匀的主要因素是 R_1 、 R_2 值的不同。

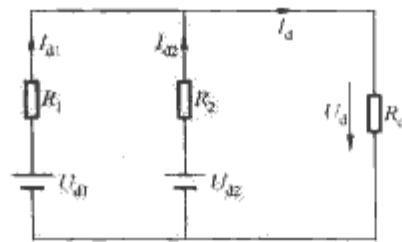


图 8.4-27 并联运行简化等效电路

7.1.2.1 由于 $R_1 \neq R_2$ 引起的不均流现象

设 $R_2 - R_1 = \Delta R$, $I_{d1} - I_{d2} = \Delta I$, 并且 $R_1 + R_2 = 2R$, $I_{d1} + I_{d2} = I_d$ 。由图 8.4-27 可得

$$U_d = U_{d1} - I_{d1} R_1 = U_{d2} - I_{d2} R_2 \quad (8.4-55)$$

解式 (8.4-55) 得

$$\frac{\Delta I}{I_d} = \frac{\Delta R}{2R} = \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1} \quad (8.4-56)$$

上式表明, 由于 $R_1 \neq R_2$, 两台电源直流电流不相等, 有不均流现象产生。

7.1.2.2 加入本机电流反馈后的均流特性

本机电流反馈控制是指并联的两台中频电源每台独立采用本机电流负反馈控制, 即

$$U_{d1} = K(U_c - K_1 I_{d1}) = KU_c - K_1 I_{d1} \quad (8.4-57)$$

$$U_{d2} = K(U_c - K_2 I_{d2}) = KU_c - K_2 I_{d2}$$

将式 (8.4-57) 代入式 (8.4-55), 并解方程得

$$\frac{\Delta I}{I_d} = \frac{K_2 - K_1 + \Delta R}{K_2 + K_1 + 2R} \quad (8.4-58)$$

由式 (8.4-58), 只要 K_1 和 K_2 取得足够大且 $K_1 \approx K_2$, 则 $\Delta I/I_d$ 很小, 实现了均流控制, 同时因反馈信号只取本机电流信号, 无需检测另一台电源的电流信号, 因此可方便应用在两台独立的中频电源在需要时实现并联运行, 因此这种并机方法得到了广泛的应用。

7.1.2.3 双机电流反馈下均流特性

双机电流反馈控制方式见式 (8.4-59), 其中 $\Delta I = I_{d1} - I_{d2}$

$$\begin{aligned} U_{d1} &= KU_c - K_1 \Delta I \\ U_{d2} &= KU_c + K_2 \Delta I \end{aligned} \quad (8.4-59)$$

将式 (8.4-59) 代入式 (8.4-55) 并解方程得到

$$\frac{\Delta I}{I_d} = \frac{\Delta R}{2(K_1 + K_2 + R)} \quad (8.4-60)$$

上式表明, 只要 $K_1 + K_2$ 足够大, 双机并联可取得很好的均流特性, 而且 K_1 和 K_2 可以不相等, 即使 $K_2 = 0$ (即只有一台电源采用电流反馈) 也可得到很好的均流特性。另外, 比较式 (8.4-59) 和式 (8.4-57) 可知, 采用本机电流反馈时, 由于电流反馈引起的输出电压下降较大, 因此双机电流反馈均流特性更好。

7.2 负载电容升压电路

考虑到晶闸管耐压和电网低压配电系统的电压额定值, 大容量中频电源大多是低电压大电流配置方案, 例如上面所述通过感应加热电源并联运行扩大电源容量的方法, 也是采用保持电压值不变, 扩大电流容量的方法。

低压大容量感应加热电源系统带来的问题主要有: ①大电流输出增加了电源到负载之间输电的电能损耗; ②低压大电流的感应加热线圈匝数少, 导电铜管截面大, 设计制造加工困难等。

采用变压器升压的方法提高感应加热电源的输出电压是一种解决上述问题的办法, 但变压器体积大、成本高且变压器的损耗降低了电源的电效率。

电容升压法无需增加变压器等元器件, 不增加电容器的总容量, 也没有附加的能量损耗, 因此在感应加热电源输出升压系统中得到普遍的应用。

电容升压电路如图 8.4-28 所示, 电压、电流基波分量的相量图如图 8.4-29 所示。

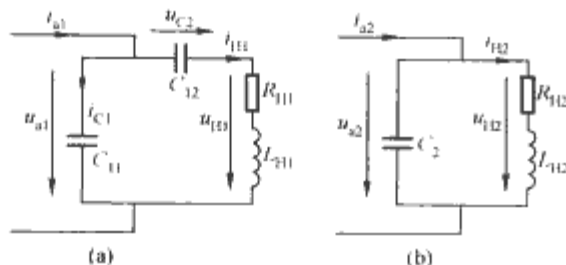


图 8.4-28 电容升压电路

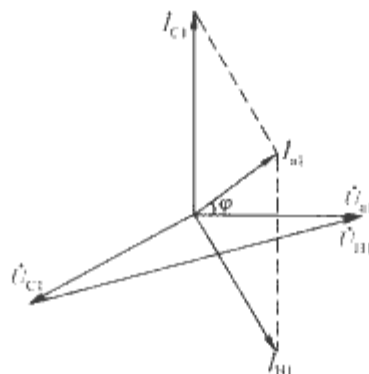


图 8.4-29 电容升压电路电压、电流相量图

\dot{U}_{a1} 为负载入端电压, \dot{i}_{a1} 为入端电流, C_{11} 电流 \dot{i}_{c1} 超前 \dot{U}_{a1} 90° , 因感应加热负载谐振电路品质因数 Q 值较高, 因此 $|\dot{i}_{c1}| \gg |\dot{i}_{a1}|$ 。 i_{H1} 为 C_{12} 、 L_{H1} 、 R_{H1} 串联支路电流, $\dot{i}_{H1} = \dot{i}_{a1} - \dot{i}_{c1}$, 相应 C_{12} 端电压为 \dot{U}_{c2} , 负载感应加热线圈电压 $\dot{U}_{H1} = \dot{U}_{a1} - \dot{U}_{c2}$, 如图 8.4-29 所示。

由于 $|\dot{i}_{c1}| \gg |\dot{i}_{a1}|$, 因此 $|\dot{i}_{H1}| \approx |\dot{i}_{c1}|$, 假设 $C_{11} = C_{12}$, 则 $|\dot{U}_{a1}| \approx |\dot{U}_{c2}|$, 因此 $|\dot{U}_{H1}| \approx 2|\dot{U}_{a1}|$, 也就是负载感应加热线圈电压幅值 $|\dot{U}_{H1}|$ 近似为两倍的输入电压 $|\dot{U}_{a1}|$, 与不升压的普通负载电路相比 [见图 8.4-28 (b)], 电容器 $C_{11} = C_{12} = 0.5C_2$, 即电容器总容量没有变化, 而 $I_H = 0.5I_{H2}$, 感应加热负载电流减小一半。

进一步分析表明, 负载感应加热线圈电压与入端电压 U_{a1} 的关系为

$$U_H \approx U_{a1} \left(1 + \frac{C_{11}}{C_{12}}\right) \quad (8.4-61)$$

8 感应加热电源的选型和使用

8.1 感应加热电源频率和功率的选择

8.1.1 感应加热电源频率

选择感应加热电源的频率主要考虑以下几方面因素。

8.1.1.1 集肤效应

交流电流的集肤效应使得电流集中在被加热工件的表面, 式 (8.4-5) 表明, 电流透入深度 $\Delta = 50300 \sqrt{\rho/\mu_r f}$ (mm), 一般可认为电流和相应产生的热量集中在工件中厚度为 Δ 的表层, 然后通过热传导向工件内部扩散。钢和铜的电流透入深度见表 8.4-3

表 8.4-3 钢、铜的电流透入深度 (cm)

工作频率 (Hz)	50	500	1000	2500	10 000	10^5	10^6
铜 $T=15^\circ\text{C}$	1.0	0.3	0.22	0.13	0.07	0.022	0.007
45 号钢 $T=15^\circ\text{C}$	0.5	0.15	0.1	0.067	0.034	0.011	0.003 4
45 号钢 $T=800^\circ\text{C}$	7.0	2.2	1.6	1.0	0.5	0.16	0.05

8.1.1.2 感应加热电效率

图 8.4-1 表明, 感应加热是交流电通过感应线圈产生交变的磁通 φ , 交变磁通 φ 在被加热工件中产生感应电势 e_2 , 相应得到 I_2 和发热量 Q [见式 (8.4-1) ~ 式 (8.4-4)], 其中 $e_2 = 2\pi f \varphi_m \cos \omega t$ 。要产生足够大的热量 Q , 必须有足够大的 e_2 , 也就是磁通 φ_m 和 f 的乘积必须足够大。在磁通密度 B 相同的情况下, 尺寸大的工件截面 S 大, $\varphi = SB$ 也大, 因此可采用较低的频率; 尺寸小的工件截面 S 小, $\varphi = SB$ 也小, 因此常选择较高的频率。如果小工件采用较低的频率, 则必须增大 B 才能获得足够的 e_2 , 为此感应器线圈中必须

有更大的励磁电流，使得感应线圈电流变大，损耗增加，效率下降。

上述分析表明，感应加热电源频率与工件尺寸的大小有关，工件尺寸越小，要求工作频率越高，感应加热效率随工作频率的上升而提高。同时，图 8.4-30 表明，当工作频率提高到一定程度后，继续提高频率对加热效率就不再有好处。

8.1.1.3 感应加热电源装置的电效率

从电能变换的电效率来看，高频感应加热电源电效率比中低频率感应加热电源的电效率低，这是因为高频电源中：①电力电子器件开关频率高，开关损耗大；②高频电源中电流集肤效应导致电源电路中各部分的损耗变大；③高频开关器件 IGBT 或者功率 MOSFET 比中低频开关器件晶闸管的导通压降大，通态损耗大。

8.1.1.4 感应加热电源系统的成本

高频感应加热电源采用的电力电子开关器件 IGBT、功率 MOSFET 等价格较贵，控制系统较复杂，低频感应加热电源（500Hz 以下）则电容器等元器件成本较高。

综合考虑，工业感应加热用中大功率电源应该优先采用频率为 1~4kHz 的晶闸管中频电源。

8.1.2 感应加热电源功率容量的选择

感应加热电源功率容量根据被加热工件材料的比热容、质量、加热温度和加热时间等计算

$$P_H = \frac{c(T - T_C)G}{0.24t_0\eta}$$
 (8.4-62)

式中： P_H 为电源功率，W； c 为被加热工件比热容，J/(kg·℃)； G 为被加热工件质量，kg； T 为加热温度，℃； T_C 为环境温度，℃； t_0 为加热时间，s； η 为电源加热效率。

对于熔炼炉加热，还应考虑炉料从固态到液态变化时所需的“潜热”。不同材料，不同温度下，材料的比热也不同，可查有关手册。对于钢材，固态平均比热值大约为 0.67kJ/(kg·℃)，液态为 0.8~0.84kJ/(kg·℃)，潜热为 272kJ/kg。

8.1.3 常用感应加热工艺电源功率和频率的选择

8.1.3.1 淬火热处理

淬火热处理工艺一般是对工件表面进行淬火处理，这样可以提高工件表面的硬度和耐磨性，而工件内部不淬火以保持工件的强度和抗疲劳性能。感应加热由于电流的集肤效应，加热是在工件的表面，当加热功率足够大时，在工件表层温度迅速达到设定温度而热量还来不及传导到工件内部时完成淬火过程，因此特别适合应用于淬火热处理工艺。

工件表面加热的厚度取决于电流透入深度 Δ ，由式 (8.4-5) 可知，电流透入深度 Δ 可以通过选择适当的感应加热频率来达到。电源功率的大小对淬火层深度也有影响，功率越大，加热时间越短，表面热量向工件内部的扩散越少，淬火深度也越浅，一般可取淬火表面单位面积功率为 0.5~2kW/cm²，表 8.4-4 为常用淬火深度与感应加热电源频率的关系。

表 8.4-4 常用淬火深度 (mm) 与感应加热电源频率 (Hz) 的关系

频率 (Hz)		10 000	8000	4000	2500	1000	500
淬火深度 (mm)	下限	1.0	1.3	1.9	2.4	3.6	5.5
	上限	3.5	5.5	7.9	10	16	22
	合适值	1.9	2.7	3.9	5	8	11

8.1.3.2 透热

透热是将工件进行整体加热，使工件表面和内部温度大致相等。透热主要用在锻造、热轧、挤压和弯管等坯料的加热和工件的退火处理等。感应加热具有效率高，加热速度快，便于温度控制，容易组成连续自动生产线等优点，因此得到广泛的应用。

透热电源频率的选择主要考虑加热的效率。图 8.4-30 为钢材料感应加热电效率与频率的关系，图中 d_2 是圆柱形棒料直径， h_2 为板材厚度， Δ 为热态电流透入深度。图 8.4-30 表明，当 $d_2/\Delta \geq 3.5$ 或者 $h_2/\Delta \geq 2.5$ 时电效率已经接近于最大值，所以可按此确定频率的下限。频率高虽然可以提高电效率，但透入深度 Δ 小，工件表层和内部温差大，表层热量向工件内部扩散的同时也会向周围空间散热造成热量损失，因此总的加热效率不一定高。另外高频电源本身电效率略低，价格也高，因此也不宜选取过高的电源频率，一般情况下尽量选用 1~4kHz 晶闸管中频电源，只有当工件尺寸较小时，才选用 IGBT 超音频电源和功率 MOSFET 或电子管高频电源。圆柱形钢材和钢板透热加工频率选择参考表 8.4-5。

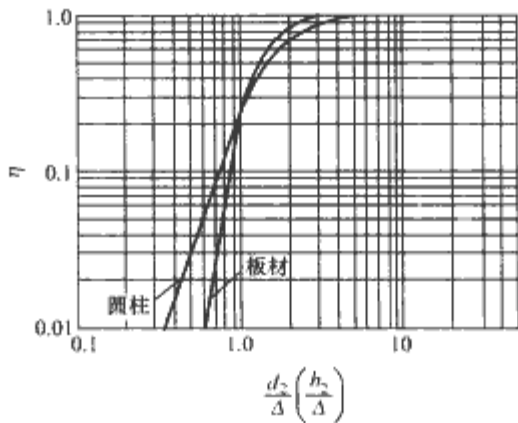


图 8.4-30 电源频率与加热效率关系

表 8.4-5 圆柱形钢材和钢板透热加工频率选择表

频率 (Hz)	50	500	1000	2500	4000	8000
d_2 (圆柱形钢材直径, mm)	≥ 160	70~160	55~120	35~80	30~60	20~40
h_2 (钢板厚度, mm)	≥ 160	65~160	45~80	25~60	20~50	15~40

8.1.3.3 熔炼负载

熔炼用于将固态金属加热熔化为液态，用于金属铸造和金属冶炼等场合。一般熔炼炉炉膛体积不是很小，如按图 8.4-30 考虑，下限频率较低，因此可选取的频率范围较宽，再考虑到电源装置和加热系统的经济性，常常优先采用 1kHz 和 2.5kHz 电源。实际应用中，还要考虑熔炼工艺的要求和熔炼炉感应圈制造等问题。

大型熔炼炉常采用较低的工作频率，低的工作频率可以减少金属熔液在炉体内的流动，防止熔液对炉体的冲刷和损坏。另外高工作频率的电炉感应线圈圈数太少，给设计和制造带来困难。

小型熔炼炉常采用较高的工作频率，因其直径小，低工作频率下，电炉感应线圈圈数太多，而且感应线圈要采用空心铜管，因此设计制造中也比较困难。

熔炼负载感应加热电源功率根据熔炼炉容量大小和熔化时间计算，见式 (8.4-62)。常用炼钢的熔炼炉和电源功率

配置可参考表 8.4-6。

表 8.4-6 熔炼炉容量和感应加热电源功率配置

电炉容量 (kg)	50	150	250	500	1000	5000
电源功率 (kW)	50	100	160	250	500	2000

近年来,熔炼炉配置电源的功率有增大的趋势,这是因为增大加热功率可以缩短熔炼时间,相应减小熔炼过程中熔炼炉散热引起的热量损失,提高熔炼的效率,节省电能,降低成本。以 100kg 熔炼炉配 175kW 电源为例,单位容量配置的电功率比表 8.4-5 中提高一倍以上,熔化一炉钢水时间仅 20min,电耗仅为 550kW/吨,而且熔化时间短也降低了钢水在熔化过程中的氧化和成分的烧损,提高了铸件质量。

8.2 负载与感应加热电源的连接和阻抗匹配

感应加热负载由感应线圈和被加热工件组成,负载与感应加热电源的连接方法有以下几种:

(1) 负载与补偿电容 C_H 并联或串联后,直接连接到感应加热电源的输出端,图 8.4-13 和图 8.4-20 所示电路都是采用这种连接方法。采用这种连接电效率最高,是连接方法的首选。这时相应负载感应器和补偿电容要正确的设计,才能实现输出阻抗的匹配和实现额定功率的输出。

(2) 通过变压器实现负载与电源的连接(图 8.4-31),这种连接方法由于变压器的损耗而降低了总的电效率,但在某些应用中是必须的,例如:①因安全等原因要求感应器线圈与电源隔离;②工件尺寸较小或者工件局部加热情况下,感应器线圈匝数很少,甚至只有一圈,因此负载等效阻抗特别低,这种情况一般出现在淬火、焊接、弯管等应用中,这时只能用变压器实现阻抗匹配,一、二次匝数比 N_1/N_2 大于 1,属于降压变压器。

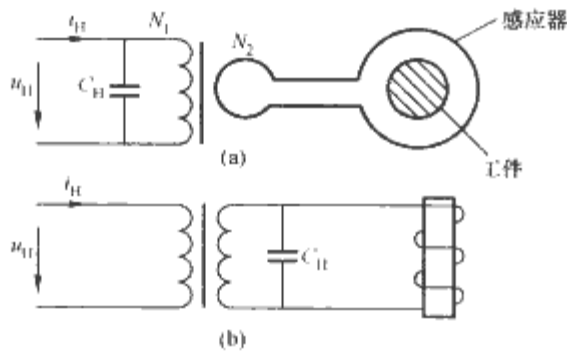


图 8.4-31 变压器实现负载与电源的连接
(a) 补偿电容接在变压器一次侧;
(b) 补偿电容接在变压器二次侧

变压器实现负载匹配时,负载补偿电容器可以接在变压器一次侧,也可以接在变压器二次侧,但两种情况下,变压器容量差别很大。以图 8.4-31 并联逆变电源的负载为例,电容接在一次时[见图 8.4-31 (a)],变压器要传递全部负载的有功功率和无功功率;当补偿电容接在二次时[见图 8.4-31 (b)],变压器只需传递负载的有功功率即可,也就是说变压器容量只有前者的 $1/Q$ 。因此在可能的条件下,补偿电容应连接在二次。

(3) 通过电容升压电路连接。图 8.4-28 为电容升压电路

结构和原理,通过升压电容连接方法无需采用变压器就可以将感应加热电源输出电压升高一倍或更高,不仅省去体积大、成本高的变压器,而且没有变压器的损耗,电效率更高,在大功率熔炼炉负载中得到广泛的应用。

8.3 感应加热电源的使用

感应加热电源是一种大功率的电力电子设备,除了与一般电力电子设备类似的使用维护方法以外,设置和调整电路参数使其工作在正确的工作状态是非常重要的。

以并联逆变中频电源为例[见图 8.4-13],按工件加热要求正确设计的感应线圈 L_H ,补偿电容 C_H [见图 8.4-4 (b)]使负载输入端等效阻抗 R_N 和谐振频率 f_0 能与电源匹配,电源就能够在额定输出电压 U_N 下输出额定电流 I_N 和额定的功率 P_N 。但影响感应加热负载的因素很多,实际等效阻抗 R_S 会有偏差,由于 R_S 的偏差而造成的问题主要有:

(1) 当 $R_S > R_N$ 时,电源输出电流小于 I_N ,输出功率小于 P_N ,造成加热过程变慢,温度变低。

(2) 当 $R_S < R_N$ 时,如保持输出功率 P_N 不变,则输出电流大于 I_N ,电流超过额定值(考虑电源输出电流最大值有一定的裕量),而输出电压小于 U_N ,因此工作过程中整流电路控制角 α 较大以降低直流电压 U_d ,引起电源网侧功率因数下降。

(3) 如果 R_S 过小,则电源输出电流达到最大时,输出电压仍较低,输出功率小于 P_N 。

实际电源安装调整过程中,要对负载等效阻抗进行一定的调节,使 $R_S \approx R_N$ 。以下列出的一些调整方法可能会造成负载谐振频率 f_0 一定的变化,但因电路具有频率跟踪能力,加上感应加热工艺对频率不是很敏感,10%~15%的频率变化不会对加热过程和工艺质量造成影响。

1) 改变功率因数角 φ 。式(8.4-27)表明,适当的调节 φ 角可以在 U_d 不变的情况下改变输出电压 U_H ,从而改变负载等效电阻 R_N 值。增大 φ 角可以增大 U_H 值,增加输出功率 P_N ,相当于减小了 R_N ,减小 φ 角可以降低 U_H 值,降低输出功率 P_N ,相当于增大了 R_N 。

本章 4.3 节,已经说明了 φ 角的变化将影响到逆变电路晶闸管承受的正向电压的大小和关断时的反压时间,因此只能在一个较小的范围内变化,一般可实现 $\pm 10\%$ 的功率调节。

2) 改变电容器 C_H 的电容量。增加 C_H 电容量可以减小等效电阻 R_N 值,但工作频率 f 会有降低,减小 C_H 值则相反。调节 C_H 值比较方便,是常用的阻抗匹配和输出功率 P_N 调节的手段。

3) 改变感应器线圈的匝数。减小感应线圈的匝数将减小等效电阻 R_N ,增加输出功率 P_N ,同时也导致工作频率 f 的升高,反之则相反。除非感应器线圈设计制造时已经预留有抽头,否则匝数的改变比较麻烦,只有在应用上面两种方法还不能调整到位时才考虑应用。

4) 改变变压器的匝比。采用变压器实现感应加热电源与负载的连接时,可以通过改变变压器一、二次线圈的匝比来调节等效电阻 R_N ,增加匝比将增大等效电阻 R_N ,减小匝比则相反。

第5章 气体放电灯电子镇流器

人工照明电光源按发光原理大体上可分为热致发光光源、气体放电发光光源和固体发光光源三类。其中,以白炽灯和卤钨灯为主的热致光源,发光效率只有11%左右,而以发光二极管为代表的固体发光光源具有发光效率高、寿命长、响应快、低功耗等优点,是今后电光源的一个方向,目前在指示、屏显等方面已经大量应用,但因LED器件及大功率输出等有若干关键技术未完全解决,尚未进入大规模照明应用阶段。以荧光灯、金属卤化物灯为代表的气体放电发光光源不仅发光效率比白炽灯提高几倍,还具有长寿命和良好光输出保持性的优点,所以用气体放电发光光源取代热致发光光源已成为趋势。由于气体放电灯工作电特性的负阻性,要使气体放电灯稳定工作,必须配合使用镇流器。电子镇流器较电感镇流器具有节省材料、节能和容易实现可调光、智能化和联网控制等优点,已经得到了广泛的应用。研制、生产和推广长寿命、高效率、高性能的电子镇流器是推行“绿色照明工程”中的重要内容。

1 气体放电灯工作原理及电子镇流器工作特点

气体放电灯的使用过程中必须配置镇流器才能正常稳定工作,所以设计、生产镇流器,特别是电子镇流器,应使镇流器与气体放电灯有良好的匹配,才能可靠、稳定地共同运行。

1.1 荧光灯工作原理

荧光灯按气体放电的性质来区分有两种类型,即热阴极弧光放电型和冷阴极辉光放电型。冷阴极辉光放电型荧光灯的管压降较高、电流较小、发光效率较低。常用的荧光灯包括各种节能型紧凑型荧光灯,都属于热阴极弧光放电型荧光灯。

荧光灯是一种充有氙气的低气压汞蒸气气体放电灯。当在荧光灯两电极加上电压后,热阴极型灯丝通电加热后发射的热电子或是冷阴极型电极上由场致发射的电子在电场中受力而加速,同时灯管内充有少量的汞被加热产生汞蒸气,参与到灯管内的残余气体中。被加速的电子和中性的气体分子碰撞,引起气体分子电离,产生大量电子和带正电的离子,电子被加速飞向阳极,正离子被加速飞向阴极,由此产生更多的气体分子碰撞,导致产生更多的电离。每次电离产生更多的带电离子,并且每个带电离子又引起更多的电离碰撞,最终导致灯内气体迅速“雪崩”电离。当带正电的离子遇到电子而复合时或是得到能量由激发态的粒子自发返回基态时,就会产生电磁辐射,释放出光子,以辐射出波长为253.7nm为主的紫外线,激发灯管内壁涂层荧光粉发出可见光。荧光粉不同,发光的颜色亦不同(常用的荧光粉有卤磷酸钙荧光粉和三基色荧光粉),这种现象称为光致发光。荧光灯所以能发光,起到照明作用,就是建立在气体放电和光致发光的基础之上。荧光灯内气体电离前,其等效电阻很大,一旦电离,等效电阻很快减小,在电流增大的同时,电压降反而减小,呈现负阻特性。

1.2 高强度放电灯工作原理

高压汞灯、高压钠灯、金属卤化物灯等高强度放电灯(HID: High Intensity Discharge Lamp)又称为高气压放电灯,具有发光效率高、功率大、寿命长的特点。

在气体放电灯工作期间,在气体放电通道内始终存在着气体原子的电离与电子和正离子复合消电离共存的过程。而且只有当带电粒子的产生速率与消失速率相等时,这种放电状态才能稳定下来,而不再随时间而变化。消电离主要有三种形式:①通过双极性扩散到达放电灯的管壁,然后复合,在荧光灯中,管壁复合是主要的消电离形式;②带电粒子在电极上的消失,当放电空间气压低而电场很强时,这种形式的消电离占主要地位,如霓虹灯中的辉光放电;③带电粒子在放电空间的复合。在高强度放电灯中,带电粒子在空间的复合起重要作用。高强度放电灯的点燃可分为两个阶段:第一阶段类似于荧光灯,灯内低气压气体的辉光放电刚转入弧光放电阶段而发光,亮度较低;第二阶段随着弧光的出现,灯温升高,使灯内原来处于液态的汞或固态的钠或金属卤化物大量汽化或升华为气体,灯内气压急剧增加。电弧的出现意味着电离的加速,气体压力的增加表征着气体浓度的升高,它致使消电离加快,两者的平衡使高强度放电灯在弧光放电下正常连续发出很强的光。HID灯因故熄灭后,灯管内保持很高的气压,电子平均自由程极小,正常的起动脉冲高电压不足以使之再起,需要比冷态情况下高得多的点火电压,或是等到灯管温度降低到灯管内的汞液化或钠蒸气固化,或是金属卤化物重新沉淀下来,管内恢复稀薄气体的低气压状态,才能重新启动。

HID灯在达到稳定的弧光放电时,其放电的特征区域——放电正柱区是一段典型的高气压等温等离子体。因为HID灯工作时放电管内气体原子浓度很高,电子自由程很小,电子与气体原子之间发生弹性碰撞的频率很高,调制电场的能量很容易通过电子传递给气体原子,从而引起与外加调制电场同频率的气体压力波。通过求解该等温等离子体的波动方程可知,可能会引起放电管内放电气体的压力波形成驻波,即发生声谐振的电场工作频率分布在几kHz到几百kHz之间,频率范围非常宽。如果电子镇流器的工作频率正好是能使放电正柱区内的气体压力波形成驻波某个频率的1/2,并且在正柱区单位长度上的功率达到一定水平时,HID灯就会产生声谐振现象。声谐振发生时会引起灯电弧不稳、闪烁、滚动、熄灭,严重时甚至损坏灯或电子镇流器,所以HID灯电子镇流器应能适应这种灯的特殊工况。

1.3 电子镇流器工作特点

1.3.1 电感镇流器和电子镇流器的工作原理

由于气体放电灯工作时的伏安特性是呈负阻性的,即 $\Delta V/\Delta I$ 为负值,灯管电流增加时,管压降下降,如果供电电压不变时将使灯电流进一步上升,直至灯管烧毁为止,所以要使灯管正常工作,必须配以镇流器用来限制和稳定灯电流。目前气体放电灯常用的镇流器有两种:电感式镇流器和

高频电子式镇流器。前者是工频镇流器,它同起动器配合,利用起动器中双金属片通电受热变形而使触头突然分断,产生较大的 di/dt 值,而电感镇流器自身有较大的电感值 L ,产生的较高电压为 $U = -L di/dt$ 与交流电源电压相叠加,加在气体放电灯两端,使灯点燃。起辉后,灯管两端电压下降,电流很快增长,镇流器电感的感抗起到了限制电流增长的作用,使之正常发光。由于电感式镇流器工作在市电工频,存在体积大、笨重、效率低、耗材多、散热困难、灯发光有频闪和有工频交流噪声等缺点。而高频电子镇流器能克服电感式镇流器的上述缺点,是一种更优秀的镇流方法。

电子镇流器是将工频交流电通过整流转变为直流电,再经过逆变器变换为 20kHz 以上的高频交流电,由高频能量来驱动一只或几只灯管,起辉点亮并使之稳定正常工作。高频逆变电路输出的高频交流电通过灯电路匹配网络供给灯管。灯管灯丝的预热及灯管的起辉和灯管工作状态信号的取样、反馈及阻抗匹配变换工作均可在灯电路匹配网络部分完成。依据灯工作状态的反馈信号,电子镇流器的控制电路完成逆变电路中开关器件的控制,使灯正常稳定运行或是关闭逆变器输出实行异常状态保护。

1.3.2 电子镇流器的优点

与电感式镇流器比较,电子镇流器具有以下突出的优点:

(1) 能耗低、效率高、节电效果显著。电子镇流器的节电特征主要表现在以下三个方面:①自身功耗低;②高频工作提高灯的发光效率;③具有高功率因数。

(2) 体积、质量小,耗材省。

(3) 灯光无闪烁,无工频噪声。

(4) 可以在更宽的供电电压范围和温度范围下进行。

(5) 延长灯管工作寿命。

(6) 有异常状态保护功能。

(7) 可实现调光和智能集中控制。

2 电子镇流器性能指标

对各类电子镇流器产品的性能和安全要求,都有相应的标准,如国家标准 GB 19510.1—2004 (IEC 928) 和 GB/T 15144—2005 (IEC 929) 中对管形荧光灯用交流电子镇流器的一般要求和安全要求以及性能都有明确的规定,是电子镇流器设计和生产必须具有和达到的基本技术条件。

2.1 起动性能

气体放电灯在点亮之前需要足够的电子发射到空间,不同的气体放电灯有不同的起动性能要求:

(1) 对于灯电极不需预热的冷阴极灯,是利用向灯两端施加的瞬时高开路电压引起的电极场致发射电子而起动的。冷阴极荧光灯管起动过程中产生过久、过大的持续性辉光放电电流,将会加速灯端部发黑而早期失效。开路电压值及镇流器的源阻抗,决定了灯从放电的辉光电流阶段过渡到完全弧光放电状态所需的时间。为了尽量减小辉光放电电流的破坏性,与冷阴极灯配用的电子镇流器应保证起动时间不超过 100ms。

(2) 热阴极灯管是靠灯丝预热到足够温度而发射电子后才能触发起动的。与热阴极荧光灯管配用的电子镇流器应满足:①在阴极预热到热发射电子之前,灯管两端的开路电压应保持在低于导致阴极受损害的灯辉光放电电流的水平;②阴极预热时间不少于 0.4s,使之达到热发射,在预热结束的同时开路电压应迅速上升,保证起动电压从低到高的转变

过程在阴极仍处于发射温度期间完成;③阴极预热结束开路电压应足够高,使之迅速起动而无需重复多次才能起动;④阴极预热阶段,预热电流不得超过规定的预热电流极限值,以避免阴极上发射物质因过热而受损。

(3) 高强度放电灯起动的特殊要求为:①HID 灯起动时为建立初始电离需要 2~5kV 的高压点火脉冲,并且这个高压脉冲应具有足够的能量(最小辉光电流)来起动灯管,使辉光放电尽快转化为弧光放电,点火是 HID 灯实现弧光放电的必要条件;②在起动过程中的弧光放电包括低气压弧光放电及高气压弧光放电两个过程,前者灯管电压低、电流大,后者电压升高到灯管额定工作电压,电流降至额定工作电流,电子镇流器应能承受起动时单极放电及低气压弧光放电时的大电流冲击;③镇流器应能适应 HID 灯点燃过程中灯管电压变化范围大的特点,进行起动过程中的功率控制(恒流控制,使功率随电压增加而增加);④工作中的 HID 灯熄灭后随即再起动时,由于在热状态下灯管内气压高,起动电压较冷态高得多,热起动点火脉冲需要更高的电压。

2.2 灯电流的波峰系数

气体放电灯起动之后,电子镇流器应为灯提供一个大小合适且稳定的工作电流。灯电流波峰系数也称为电流波峰比,是指经调制或未调制的包络波电流峰值与电流方均根值的比值。如果灯管电流的波峰系数过高,在标准规定的流明系数下,灯电流在周期内某些时间会超过阴极电子发射的极限值,从而加速了阴极的损坏,导致灯使用寿命缩短。在额定电源电压下,当灯达到稳定工作状态时,高频灯电流波的波峰系数不得超过 1.7。

2.3 异常工作状态保护

电子镇流器的异常工作状态是指:①灯管开路,如灯管未接入或灯管虽已接入但灯管与管座间接触不良,以及灯管中灯丝断开;②灯不能起动,如灯管漏气或阴极去激活而不能起动;③灯工作,但阴极中的一个损坏,出现整流效应。

作为电子镇流器负载的气体放电灯管及其附属电路出现了异常状态,是电子镇流器遇到的非正常工作条件,将会出现较大的电压或电流,而灯管出现整流效应时,电子镇流器输出的高频电流正、负半周波形不对称,回路中电流会出现直流分量和偶次谐波分量,如果不采取相应的措施,均易导致电子镇流器损坏。电子镇流器必须具备异常工作状态的保护功能,在异常状态出现后,镇流器不能损坏,以保证在更换新灯管或消除异常状态后,镇流器仍能继续正常使用。

标准 GB 19510.1—2004 要求:“在额定电源电压 90%~110% 之间任何电压值的异常条件下工作时,镇流器安全性应不受损害”。标准还规定:“电子镇流器进行工作期间,施以各种异常状态且各历时 1h,在试验和试验结束时,镇流器应无损害安全性的故障,也无任何烟产生”。

2.4 能效性要求

电子镇流器的能效性是以能效因数(BEF)作为考核值,该参数为镇流器流明系数与线路功率的比值。在电子镇流器供给灯管必要的功率以保证达到规定亮度的条件下,电子镇流器的线路功率越小,能效越高;镇流器流明系数越高,表示灯系统光输出越大。

各种类型的气体放电灯电子镇流器产品都有相应的能效标准。能效指标值一般分两类,即能效限定值及节能评价

值。能效限定值是强制执行必须达到的,节能评价是认证为“节能产品”的标识值。

2.5 有关安全认证的要求

设计和生产电子镇流器产品必须满足“三C”强制性认证(China Compulsory Certification)要求。电子镇流器的安全认证包括三个方面的要求,即安全性要求、电磁兼容性要求和谐波电流的要求。

2.5.1 安全性要求

电子镇流器的基本性能要求以及在电气安全性、防火安全性和防腐蚀性能的要求都有相应标准,是电子镇流器必须具有和达到的基本技术条件。“三C”认证对荧光灯电子镇流器的一般要求和安全要求的测试标准为 GB 19510.1—2004 和 GB/T 15144—2005。

2.5.2 电磁兼容性要求

电磁兼容(EMC)是指设备或系统在其电磁环境中能正常工作且不对该环境中任何事物构成不能承受电磁骚扰的能力。我国“三C”强制性认证把电磁兼容性能作为衡量电子产品安全的重要技术指标之一。电子镇流器应能保证在规定的电磁干扰下正常工作,不致误动作,同时其本身在工作时也不应发出高于规定指标的干扰信号。

电子镇流器要满足电磁兼容的要求,除了主要采用良好且有合理元件参数的 EMI 滤波电路以滤除差模与共模噪声外,通常采用的措施还有改进电路设计与布线设计、屏蔽、接地等。把电子镇流器产生的电磁噪声限制在一定水平以下,以避免这些电磁噪声通过电源线造成的传导干扰和通过空间的辐射干扰对周围的电磁环境造成污染,并影响该环境内有关电子设备或系统的正常工作。

电子镇流器“三C”认证中涉及电磁兼容的标准是 GB 17743—2007《电气照明和类似设备无线电骚扰特性的限值和测量方法》,需要进行检验的项目有三项:插入损耗、骚扰电压和辐射电磁骚扰。

2.5.3 功率因数和电流谐波的要求

用电装置的功率因数表征了其对电网提供电力的利用率,低功率因数的电气装置,其运行中增加的无功电流分量增加了线路损耗,同时也降低了电力变压器的利用率。对于电子镇流器这样的非线性负载,输入电流已不再是同电源电压一样的纯粹正弦波,而是非正弦函数,含有许多谐波,造成了对电网的污染,也影响了电子镇流器的功率因数。特别是在大面积集中密集使用时,其对电网的污染会更加明显。电流谐波对电网的污染主要表现在其中偶次谐波是非镜像对称波形,它使供电回路电流正负半周不对称,尤以含有较大的二次谐波影响最为明显。它的直流成分使电力变压器的铁心产生局部磁化,损耗增大,严重时将会危及电力运行安全。电流谐波中的三次谐波及与三次呈整数倍的高次谐波,会使三相四线制供电系统中的相电流无法在中线相互抵消,将会造成中线超载发热和三相电压不均衡。

电流谐波的存在同时也降低了功率因数。电流的总谐波畸变(THD)定义为

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}{I_1^2}} \quad (8.5-1)$$

式中: I_1 为输入电流的基波有效值; I_n 为输入电流第 n 次谐波有效值。

输入电流的总有效值 I 为

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_n^2}} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} \\ &= I_1 \sqrt{1 + \frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}{I_1^2}} \\ &= I_1 \sqrt{1 + THD^2} \end{aligned} \quad (8.5-2)$$

线路总功率因数 λ 为有功功率 P 与视在功率 S 之比,而电子镇流器的输入电压 U 基本上可视为正弦波,则

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{UI_1 \sqrt{1 + THD^2}} = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (8.5-3)$$

式中: φ_1 为基波电流与电源电压之间的相位差。

显然,电流总谐波畸变的增加,将使电子镇流器的功率因数下降。

为了减少对电力网的干扰和影响,对电子镇流器输入电流谐波的含量限值,国家标准 GB 17625.1—2003《电磁兼容限值谐波电流发射限值》分别对小功率(小于或等于 25W)及大功率(大于 25W)电子镇流器的谐波含量做了不同的要求和限制。

3 电子镇流器基本方案

3.1 电子镇流器电路结构

一般功能较完善的电子镇流器组成框图如图 8.5-1 所示。图中 EMI 滤波器将来自电网的电磁干扰滤除,使其不影响电子镇流器的正常工作,同时防止镇流器产生的高频电磁干扰通过传导和辐射方式对同一环境中其他设备造成干扰,达到电磁兼容。一般就电子镇流器而言,电磁兼容主要是防止它的传导干扰影响其他电气设备的正常工作。采用无源的 EMI 滤波器是抑制传导干扰最有效的办法。整流电路将输入交流市电变换为脉动直流电,经有源或无源功率因数校正后加至高频逆变电路通过灯电路匹配网络将逆变电路输出的高频交流电供给灯管负载。灯电路匹配网络除了传递电功率之外,还要完成灯管丝预热、灯管工作状态信号的取样、反馈及阻抗匹配等功能。灯工作状态的反馈信号经控制电路完成逆变器电路中开关器件的控制。电子镇流器根据需要还会增加一些电路,如保护电路、调光电路等。

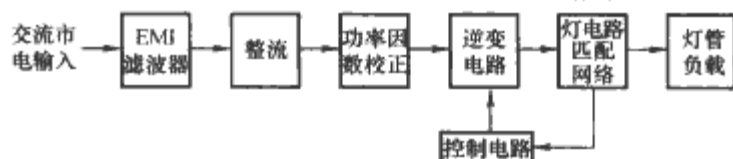


图 8.5-1 一般功能较完善的电子镇流器组成框图

3.2 电子镇流器常用逆变电路

高频逆变电路是电子镇流器电路中最基本同时也是最关键的组成部分。电子镇流器逆变电路是一个 DC/AC 变流器,其主要功能就是产生 20kHz 以上的高频电压和电流。

电子镇流器逆变电路拓扑与开关电源中的逆变电路类似,有单端正激、单端反激、半桥、全桥及推挽方式。根据逆变器的激励方式,可分为利用电路中开关管和高频变压器构成正反馈环路来完成自激振荡,使逆变器为灯负载供电的自激式逆变器和利用振荡器产生开关脉冲信号控制开关器件,使逆变器输出高频交流电驱动灯负载的他激式逆变器。为了控制调节灯输出功率,电子镇流器逆变器可以通过不同的控制方式来达到。这些控制方式有采用脉冲宽度调制

(PWM) 方式、频率调节控制 (FM) 方式、脉冲调频调宽控制 (PWFm) 方式以及调节逆变器直流供电电压的调压方式。

单端反激电子镇流器逆变器电路简单, 不像单端正激式需要附加消磁绕组, 但其开关管在截止时需要承受的过冲电压高, 开关损耗较大, 所以效率较低。另外, 其产生的是近似方波的脉冲电压和三角波电流, 为了获得荧光灯所期望的正弦波工作电压和电流, 需要附加电容和电感等元件, 会使变压器绕组间漏抗增大。所以单端反激式逆变器一般只在低压直流供电的手提灯、应急灯等小功率电子镇流器电路中应用。

推挽式逆变器有电压锁电和电流锁电两种类型, 电流锁电推挽式逆变器除了对开关管耐压要求比较高 (将承受直流电压的 π 倍) 外, 具有电路简单、输出正弦波和可靠性高等优点, 适宜于市电供电电压较低 (110V/120V) 及一些矿井和载客列车直流供电电压比较低 (一般不高于 110V) 的场合。

电子镇流器逆变器得到广泛普遍应用的是半桥方式, 在大功率应用场合则采用全桥方式。

3.3 简易电子镇流器

图 8.5-2 是一种最简单的半桥式自激串联谐振电子镇流器电路。图中 L_1 、 C_1 、 C_2 组成 π 形 EMI 滤波器, 主要用于滤除逆变电路产生的电磁干扰, 以免通过电源线进入其他电气设备引起传导干扰。场效应晶体管 V1、V2 组成有源半桥支路, 电容 C_7 、 C_8 组成无源半桥支路, 半桥的中点电压为直流电压的一半, 灯管作为负载与电感 L_2 相串联, 跨接在两个半桥中点之间。镇流器加电后 C_3 上的直流电压经电阻 R_1 对积分电容 C_5 充电, 一旦此电压达到双向触发二极管 VD6 的转折电压 (约 30V) 后, 该二极管击穿导通, 向场效应晶体管 V2 发出第一个栅极驱动信号, 驱动 V2 开通。此时电流经 C_7 、 C_8 、 L_2 及驱动变压器 Tr 的一次绕组 N3 和导通的 V2 而形成回路。N3 的励磁使 N2、N1 绕组感应出相位相反的电压, 分别使 V2 进入稳定通态, V1 保持稳定阻断。流经 N3 的电流增加到 Tr 的磁心饱和时, N2 上的电压消失, V2 将关断, N3 的电流就会减小, 这样在 N2 和 N1 上又分别感应出负的和正的驱动电压, 使 V2 截止、V1 导通。这样, 周而复始, 该振荡电路自行运行。在 V2 导通后, C_5 上的电荷通过二极管 VD6 和 V2 放电, 其电压下降, 不再使触发管 VD6 导通。在 V1、V2 轮流工作后, 其工作频率较高, V2 的截止时间不足以使 C_5 重新充电到能使 VD6 触发导通的电压, 而随后 V2 的导通又使 C_5 放电。所以, 由 R_1 、 C_5 及 VD6 提供的触发信号只在电源接通后对 V2 起触发作用, 一旦电路转换, V1、V2 轮流导通和截止后, 该支路不再对 V2 产生影响。在两个半桥中间之间形成的交变电压经过 C_6 、 L_2 的串联谐振作用产生高电压加在灯管上, 从而将灯管起辉点亮。并联在 C_6 上的 PTC 电阻 R_{PTC} 起到灯丝预热的作用, 以降低触发点亮所需电压, 使灯管容易起辉, 并延缓灯丝老化。一旦点燃, C_6 、 R_{PTC} 就不再起作用。电感 L_2 则起到高频镇流器的作用。半桥电路在工作时, 两个开关管之间有一段死区时间, 电容 C_4 起续

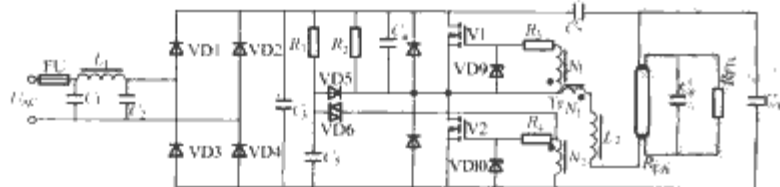


图 8.5-2 最简单的半桥式自激串联谐振电子镇流器基本电路

流作用, 在两管都不导通时, 使流过灯管电流是连续的。

该方案因为输入电流是在市电电压峰值附近高于滤波电容器电压时的尖脉冲。滤波电容器容量越大, 半桥逆变电路的直流供电电压越平滑, 但电流脉冲会变得更窄, 峰值更高。所以它的电源电流中谐波量大, 畸变严重, 电路功率因数只有 0.5~0.6, 虽然方案十分简单, 但功率因数和电流谐波难以达到相关标准的规定。虽然在少量分散使用时, 因其消耗功率只占总用电量的很小部分, 对电网的实际影响并不大, 但大范围集中使用则会对电网造成严重污染, 严重时危及电力运行的安全。

3.4 含无源滤波的电子镇流器

为了减小输入电流的谐波失真, 提高功率因数, 最主要的是增加输入电流的导通时间, 降低其峰值, 减小波形畸变, 使电源电流的波形尽量接近电压的正弦波形, 同时还要减小输入电流与输入电压之间的相位差。由无源元件组成的功率因数校正电路就能起到这样的滤波功能。

图 8.5-3 所示的逐流电路是沿用较早的一种无源 PFC 电路。这种无源谐波滤波网络由两个电容 C_1 、 C_2 和三个二极管 VD1、VD2、VD3 组成, 用以替代简易型电子镇流器全桥整流电容滤波电路中的单只滤波电容。其实质是把原来用一个电解电容滤波改进成“串联充电、并联放电”的两个电解电容器来滤波。逐流电路的工作原理基于降低输出直流平均电压, 在每个半周期内, 将交流输入电压高于直流输出电压的时间拉长, 整流二极管的导通角就可以增加, 电源电流过零的死区时间则缩短。理想情况下, 电源电流经 VD2 对相同容量的串联电容 C_1 和 C_2 充电可使它们的每一个都被充至输入电压峰值的一半。只有当输入电源电压瞬时值低于逐流电容上的电压 (约为电源电压峰值的一半) 时, 电源输入电流才中止, 此时 C_1 、 C_2 分别通过 VD1、VD3 向负载并联放电。该期间约占半周期的 37% 左右, 其余时间均由电源电压直接向负载供电。实际上逐波电容因向负载放电会使其电压低于电源电压峰值的一半。当电源电压瞬时值高于两个逐波电容的串联电压时, 电源电流还会增加一个向两个逐流电容串联充电的电流分量。为了减小充电脉冲电流的峰值及其上升率, 降低输入电流中谐波的含量, 可以在 VD2 支路中串联一个几十欧的小电阻来加以改进。这个充电脉冲电流的幅值和持续时间是电容放电深度的函数, 并和充电电路中串联进的电阻阻值有关。

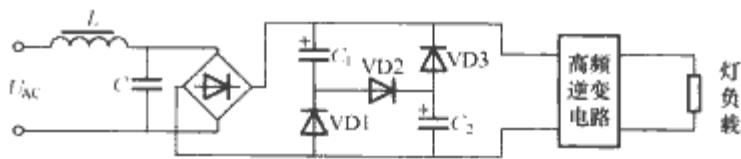


图 8.5-3 逐流电路原理图

含逐流式无源滤波的电子镇流器由于输入电流持续时间延长, 电路的功率因数可提高到 0.9 左右, 谐波电流总量可降到 40%~30%。但是这个电路有一个很大的缺点, 即灯管电流的波峰系数很大, 达不到 1.7 以下这一要求。这是因为整流后供给高频逆变器的直流电压起伏较大, 达到 50% 以上。针对逐流电路的这一缺点, 有许多改进电路, 它们通常是以逐流电路和高频能量反馈式无源谐波网络两种基本电路结构为基础, 增加少量无源元件并改变元件之间的连接方式, 使性能指标得到改善和提高。

高频泵电路是无源功率因数校正电路中性能较好的电路。图 8.5-4 是高频泵电子镇流器电路原理图, 快恢复隔离

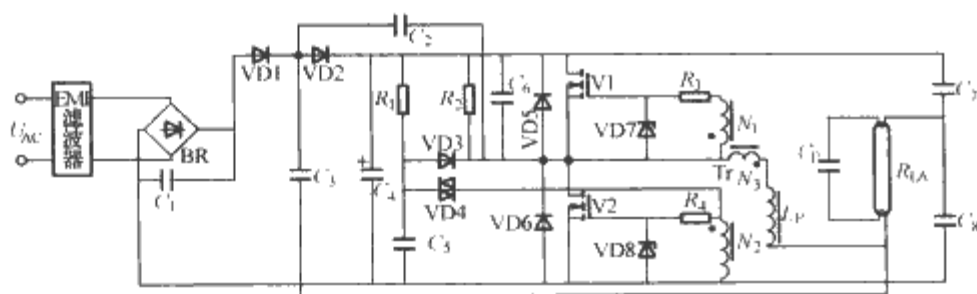


图 8.5-4 高频泵电子镇流器电路原理图

二极管 VD1、VD2 和 高频能量反馈环路中电容 C_2 、 C_3 及滤波电解电容 C_4 等组成无源谐波滤波电路。VD1、VD2 之间的高频调制信号是从高频工作的荧光灯管端和有源半桥中间通过 C_2 、 C_3 反馈取得，该高频调制信号与整流桥 BR 输出的 100Hz 半波脉动电压相叠加后的峰值包络一般总是大于滤波电容器 C_4 上的电压，在半桥 V1 截止，V2 导通的高频半周期内，高频调制电流通过 VD1 返回电源，同时对 C_2 、 C_3 充电；在半桥 V1 导通，V2 截止的半周期内高频电流通过 VD2 对滤波电解电容 C_4 充电， C_2 、 C_3 释放能量。这样，由于高频电流的反馈，使得输入电流持续时间加长，死区时间变短，提高了功率因数，减小了电流的谐波失真。同时，只要适当调整有关元器件参数，使高频反馈电流通过 VD2 对 C_4 充电时恰好去填充整流电压的低谷，就可以减小在 C_4 两端输出直流电压的纹波峰—峰值，降低脉动系数，从而改善灯电流波峰系数。

高频泵电路的功率因数可达 0.99，THD 只有 8%，输入电流三次谐波可低于 10%，灯管电流波峰系数可以降到 1.7 以下。由于高频泵信号通过 VD1、VD2 进入电源电路，因此，需要在输入端适当选择 EMI 滤波电路的组成形式和其组件参数，以满足电磁兼容的要求。

3.5 含 APFC 的电子镇流器

含有源功率因数校正的电子镇流器有两级和单级两种结构。两级变换由有源功率因数校正和变频逆变两部分组成，其功率因数高 (>0.99)，总谐波失真小 ($<5\%$)，但所需元器件多，成本高。为了减少电子镇流器的元器件数量，降低成本，可以将 PFC 电路和负载电路复合起来成为一级。单级功率因数校正具有功率因数高、结构简单、成本低的优势，但因 PFC 电路和负载电路相关联，电路设计较复杂。

3.5.1 两级 APFC 的电子镇流器

两级 APFC 电子镇流器的功率因数校正级电路可以采用很多种拓扑结构，由于升压型 (Boost) 功率因数校正电路具有输入电流畸变小、功率高、拓扑简单，在电子镇流器中被广泛采用。

Boost 型 APFC 电路拓扑如图 8.5-5 所示。整流桥后 APFC 变换器主要由电感 L_b 、开关管 V、隔离二极管 VD 和输出滤波电容 C 组成。在 V 导通时，电感 L_b 中的电流增大，磁场能量增加，隔离二极管反偏截止，滤波电容 C 通过负载放电；当 V 由导通跃变为截止时， L_b 产生的感生电势使 VD 正偏导通， L_b 中的磁场能量通过 VD 向负载提供并同时给 C 充电。由于 V 和 VD 的交替导通，使整流桥输出电流经 L_b 连续流动，这就意味着整流二极管在输入电源电压的半周期内，导通角趋于 180° 。一般在小功率电子镇流器中，Boost 型 PFC 电路常设计成电感电流断续传导模式 (DCM) 和峰值电流控制方法。因为 DCM 模式采用电压跟随器来实现 PFC，具有电路简单，易于实现的优点。在 DCM 模式下，每一个开关周期电感电流的峰值

I_{LP} 为

$$I_{LP} = DU_m / (f_s L) = D | U_m \sin \omega t / (f_s L) \quad (8.5-4)$$

式中： f_s 是 VT 开关频率； D 是 VT 的导通占空比； L 是 L_b 电感； ω 是输入电源频率。

从上式可以看出，输入电流的三角形高频电流峰值包络形状与输入电压一致，其平均电流自动跟随输入电压而变化，因此，通过合理设计输入滤波器，就可得到与输入电源电压同

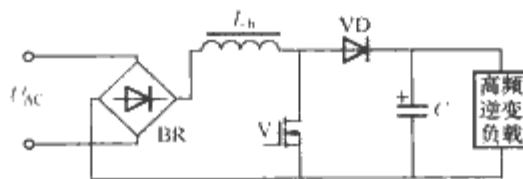


图 8.5-5 Boost 型 APFC 电路拓扑

相位的正弦电流。

Boost 电路中开关管 VT 的控制驱动可以利用高频逆变电路中有源半桥支路下桥开关管的开关控制信号，共用其固定频率的脉冲信号进行 APFC 控制。目前，电子镇流器和开关电源用 APFC 控制器专用 IC 品种繁多，可以满足不同的需求，设计出高性能的 APFC 预调整器，而且从功能上已由单一的 PFC 及输出稳压功能发展到集 PFC 与镇流器驱动、控制、预热启动和各种异常状态保护功能于一体，从而使电子镇流器电路简化，性能提高。

3.5.2 单级 APFC 的电子镇流器

单级功率因数校正 (Single Stage Power Factor Correction, SSPFC) 技术在满足谐波标准的同时具有电路结构简单、成本低的特点，尤其适用于小功率的应用场合。SSPFC 变流器使 PFC 级与高频逆变级共同使用一个开关管，同时实现了输入电流整形和高频逆变的功能。但是 SSPFC 变流器的功率因数没有两级方案高，开关管的应力也比两级方案高。

图 8.5-6 是一种典型的单级 APFC 电子镇流器电路拓扑。该电路由 Boost 功率因数校正电路和 Class-D 类串联谐振并联负载电路的半桥逆变器组合而成，节省了一个功率开关管，提高了性能性价比。图 8.5-7 是改进的单级 APFC 电子镇流器电路拓扑，它比图 8.5-6 节省了二个二极管，性能和图 8.5-6 所示电路基本相同。

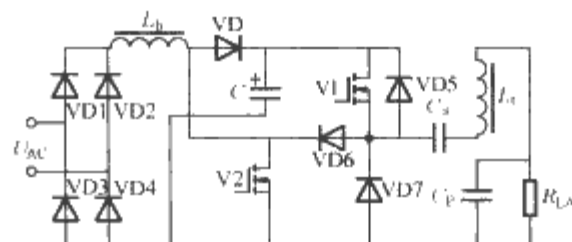


图 8.5-6 曲型的单级 APFC 电子镇流器电路拓扑

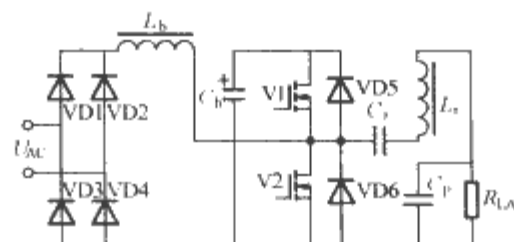


图 8.5-7 改进的单级 APFC 电子镇流器电路拓扑 (一)

图 8.5-8 是将 Buck-Boost 功率因数校正电路和 Class-D 类半桥谐振逆变器电路组合而成的单级 APFC 电子镇流器电路拓扑。输入电流整形由 BR、 L_b 、VD1、 C_b 和 V2 组成 Buck-Boost 型 APFC 电路完成，输出部分由 V2 及图示其余

元器件组成半桥式谐波逆变器。图中 VD4 是必须的, 如果没有 VD4, 则当开关 V1 导通、V2 关断时, 二极管 VD1 将会一直承受反向电压, L_b 中的电流将通过 BR 及 VD2 对 C_b 充电; 加上 VD4 后, V1 导通、V2 关断后, L_b 直接经 VD1 给 C_b 充电, 电流可以线性下降到零, 这样就可以使 L_b 工作在断续状态, 以便得到高的功率因数。另外, 由于 VD4 的存在, 必须加反向二极管 VD3 来流过谐振电流实现 VT2 的 ZVS。

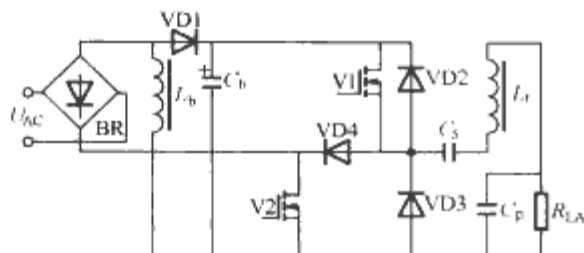


图 8.5-8 改进的单级 APFC 电子镇流器电路拓扑 (二)

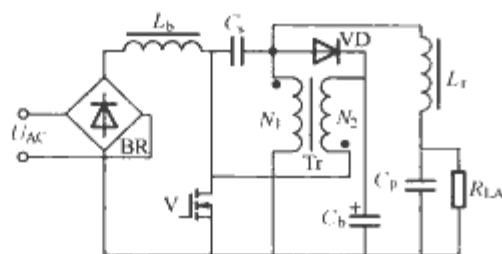


图 8.5-9 单开关管含 APFC 电子镇流器电路拓扑

图 8.5-9 是只用一个功率开关管的含 APFC 电子镇流器电路拓扑。它由 Boost 及 Class-D 类逆变器组合而成, 只是进一步用储能变压器代替了 D 类逆变器的上管, 整个电路只用一个功率开关管, 使成本下降, 效率提高。当 V 导通期间, 输入电源对 Boost 电感 L_b 充电, 电感储能; 当 V 关断时, L_b 中的能量向变压器 Tr 和电容 C_b 续能。如果变压器的一次侧和二次侧匝数不相同, 当 $N_1 = 2N_2$ 时, 则由于变压器的钳位作用, 在 V 关断时, 其承受的最高关断电压只有 $1.5U_{cb}$, U_{cb} 是电容 C_b 的电压值。这对克服单管电子镇流器开关管关断电压过高的弊端是十分有利的。在该电路中, 开关管既承担对 L_b 充电, 又要参与逆变及负载谐振, 占空比不能大于 $1/2$ 。

3.6 采用专用集成电路的电子镇流器

电子镇流器高频逆变器采用自激振荡方式时, 电路元器件参数选择和调试不便, 批量生产时难以保证性能参数及可靠性, 而且灯管的预热启动、异常工作状态保护等功能电路增加了电路的复杂。随着绿色照明产业的发展需要, 许多集成电路制造公司不断推出一系列各种性能和用途的电子镇流器专用集成电路。采用这类器件, 可以减少许多外围元器件, 使电子镇流器设计简化。而且由于其功能强、性能优越、使用灵活方便、调试简单、可靠性高, 具有很高的性价比。

电子镇流器控制器集成电路包括两部分功能: 功率因数校正和镇流器输出控制。这样, 从控制功能上它们大致可分为三类: 功率因数校正控制器集成电路、镇流器输出控制器集成电路以及集功率因数校正和镇流器控制功能于一体的集成电路。

采用峰值电流控制的功率因数校正控制器集成电路, 比较常用的有西门子的 TDA4847/TDA4862、三星公司的 KA7526、意法半导体公司的 L6560/6561、摩托罗拉公司的 MC34262/MC33368、仙童公司的 FAN7527 等; 采用平均电流控制的典型 APFC 控制器, 有尤尼创公司的 UC3854、微线性公司的 ML4821/22 等。

用于镇流器控制的 IC 有: IR 公司的 IR2156、IR2157、IR21571、IR21593、IR2520, Philips 公司的 UBA2021, ST 公司的 L6567、L6569、L6574, 仙童公司的 KA7541、KA7543, Motorola 公司的 MC33157 等。作为电子镇流器控制集成电路, 一般包括以下一些功能: ①内置振荡器, 可通过改变外接 RC 元件参数调整改变镇流器的工作频率; ②提供给半桥逆变电路的高端及低端功率 MOS 管的驱动信号, 信号已被限幅且有足够的驱动电流, 两路驱动信号有一定的死区时间; ③具有预热启动功能, 而且启动参数如预热频率、预热电流、预热时间可以设置调整; ④有各种异常工作状态保护功能; ⑤有再起功能; ⑥集成电路本身启动电流小, 启动后其所需低压电源由半桥中点输出的方波电压经整流后提供。

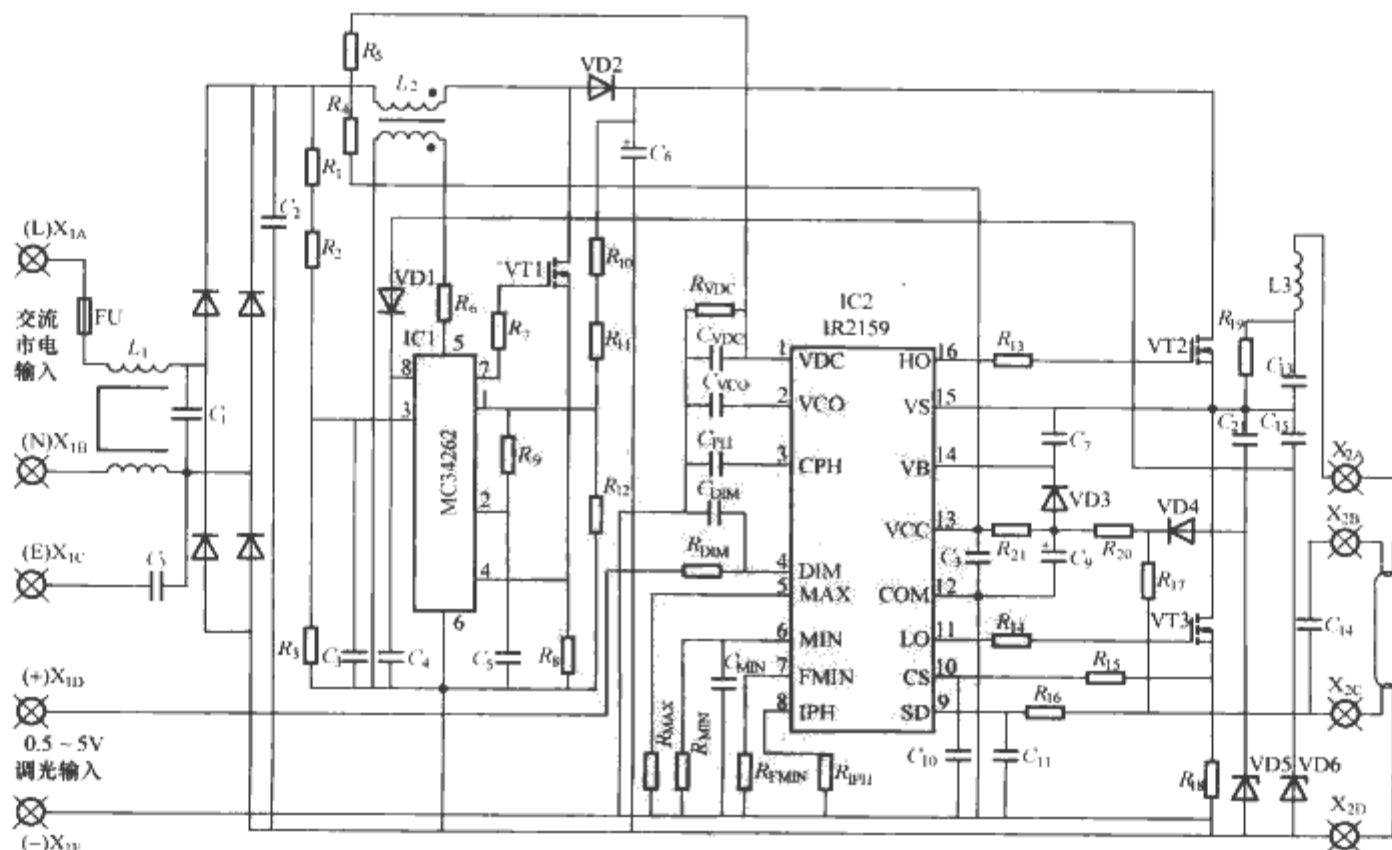


图 8.5-10 采用集成电路的高性能可调光电子镇流器电路原理图

镇流器控制集成电路也有将半桥功率输出也集成到电路芯片中的,如IR51H420等,这类IC一般适用于30W以下的电子镇流器。

将APFC控制功能和镇流器控制功能集于一体的集成电路有IR2166/IR2167、ML4833/ML4835、KA7531等。

图8.5-10为采用集成电路的高性能可调光电子镇流器电路原理图,其中MC34262为APFC控制器,IR2159为IR公司开发的一款功能强大的电子镇流器控制芯片。IR2159内置压控振荡器、相位调整电路和频率稳定电路,无需外接变压器就可以检测负载电流并藉此调整输出功率的大小,根据需要可在芯片外部调整电阻、电容值来预置预热时间、预热电流、从触发到调光过程时间、最小工作频率,可调整最小和最大的输出功率,并且有完善的各种保护功能及正常工作条件恢复后的自动起动功能。IR2159具有0.5~5V的模拟量调光输入接口,照明功率既可以手动调节,也可以采用数字化可寻址调光接口(DALI)调节。

上电后IR2159自动完成从灯预热、灯触发到调光模式的全过程。当 V_{CC} 超过低压锁定门限12.5V且 V_{IX} 超过5.1V时,HO和LO端开始以最高工作频率输出振荡信号,输出信号占空比均近50%,死区时间内设为1.8 μ s。与此同时,一个1 μ A的内部电流源对CPH脚上的外部定时电容线性充电,从开始充电到CPH脚上电压超过5V的这段时间就是预热时间。1 μ A的内部电流源将VCO上外接电容器缓慢对地放电,随着VCO脚电压降低是振荡频率的降低和负载电流的增大。 R_{18} 是负载电流检测电阻,检测信号送至CS端,当CS端电压超过IPH端的电压时,一个60 μ A的内部电流源开始对电容 C_{VCO} 充电,这就迫使振荡频率升高,负载电流降低;当CS端电压降到IPH端电压以下时,60 μ A电流源断开,振荡频率又开始降低。如此闭环控制对灯丝加热,直到CPH脚上电压超过5V预热阶段才结束。IPH端电压是由一个内部电流源加在外接电阻 R_{IPH} 上产生,故 R_{IPH} 决定了预热电流的大小,当CPH脚电压超过5V,进入触发工作阶段。镇流器输出级是由 L_3 、 C_{13} 、 C_{14} 、 R_{19} 构成的高Q值LC振荡电路,随着VCO脚电压降低,振荡频率逐渐下降接近到输出级的本振频率, C_{14} 上的电压随之升高直至将灯触发电点亮。灯被触发后,振荡频率继续降低直至VCO脚电压降至最低值,该值由FMIN脚外接电阻 R_{FMIN} 的大小决定。触发阶段结束后,IR2159进入调光工作模式,负载电流的相位开始按照在DIM脚的控制输入进行调整。不同的DIM电压,决定了不同的参考相位及相应的输出功率。DIM为5V,对应最小相移、最大输出功率;DIM为0.5V,对应于最大相移、最小的输出功率。 R_{MAX} 设定DIM为5V时的最小相移角,决定了灯最大输出功率值; R_{MIN} 设定DIM为0.5V最大相移角,决定了灯的最小输出功率值。

4 电子镇流器设计

4.1 功率因数校正电路设计

断续传导模式不定频率峰值电流控制型APFC预调整器,在储能电感中的电流为零时开关管才导通,这样就降低了开关的应力和损耗,同时对输出隔离二极管的恢复时间要求降低,提高了可靠性,所以适用于中小功率电子镇流器。图8.5-10中的MC34262是峰值电流控制型APFC控制器, L_2 为Boost电感,其辅助绕组为芯片提供电感电流的零电流检测, L_2 为

$$L = \frac{U_{in}^2 \eta (U_o - \sqrt{2} U_{in})}{2f P_o U_o} \quad (8.5-5)$$

式中: L 为Boost电感,H; η 为变换器效率; U_o 为输出直流电压,V; U_{in} 为最小输入交流电压的有效值,V; f 为开关调制频率,Hz,应取最低开关频率; P_o 为输出直流功率,W。

磁性元件磁环可根据下式来选择

$$L = 4\mu N^2 (S/D) \times 10^{-6} \quad (8.5-6)$$

式中: L 为电感量,mH; μ 为磁心有效磁导率,H/m; N 为线圈匝数; S 为磁心导磁截面积, cm^2 ; D 为磁心平均磁环的直径,cm。

滤波电容 C_b 一般要采用低损耗、高纹波电流的电解电容,电容值 C 为

$$C \geq \frac{P_o}{2\omega_0 U_o \Delta U_o} \quad (8.5-7)$$

式中: ω_0 为市电角频率; ΔU_o 为允许输出直流纹波电压。

电感 L_2 中的峰值电流按下式计算

$$I_{LP} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta U_{in}} \quad (8.5-8)$$

式中: I_{LP} 为电感峰值电流,A; P_o 为要求的输出功率,W; U_{in} 为最低的输入电压有效值,V; η 为效率。

变换器输出直流电压 U_o 为

$$U_o \approx U_{ref} \left(1 + \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{12}} \right) \quad (8.5-9)$$

$$\text{或 } U_o = U_{ref} \left(1 + \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{12}} \right) - I_{IB} (R_{10} + R_{11}) \quad (8.5-10)$$

式中: U_{ref} 为芯片内部提供的基准电压(该芯片为2.5V);

$I_{IB}(R_{10} + R_{11})$ 为误差项,如取分压器电流超过50 μ A或更大时,可以降至最小。乘法器输入电压 U_M 为

$$U_M = \sqrt{2} U_{in} / \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right) \quad (8.5-11)$$

在输入交流电压 U_{in} 最大时, U_M 应不超过乘法器所设定的阈值,此阈值视集成电路型号而有所不同。电感电流取样电阻 $R_8 = U_{cs} / I_{LP}$, U_{cs} 为芯片内电流峰值比较器的阈值电压。

4.2 镇流器谐振回路设计

在电子镇流器中应用较多的是电压型半桥串联谐振并联负载逆变电路。图8.5-11为串联谐振并联负载电路的等效电路图。图中 R 为灯管等效电阻,正常工作时可用厂家给

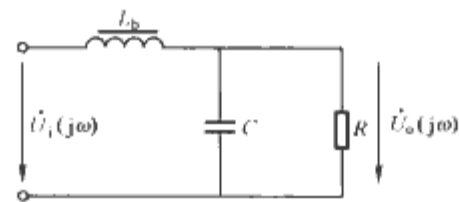


图 8.5-11 串联谐振并联负载电路

定的额定功率和灯电压来估算

$$R = U_L^2 / P_L \quad (8.5-12)$$

电路的自然谐振角频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8.5-13)$$

谐振电路品质因数为

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (8.5-14)$$

电路的输入、输出传递函数为

$$\left| \frac{\dot{U}_o(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} \right| = 1 / \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \frac{1}{Q^2}} \quad (8.5-15)$$

当灯管的起动电压为 U_m 时

$$\sqrt{1 - \frac{U_i}{U_m}} < \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) < \sqrt{1 + \frac{U_i}{U_m}} \quad (8.5-16)$$

从成本和效率上考虑,电子镇流器开关频率都设计高于 ω_0 。设置镇流器的工作频率和选择好 ω/ω_0 值后,即可求得 ω_0 ,并由谐振电路传递函数求得 Q [注意此时输入电压应是方波基波部分的有效值,是幅值的 $4/(\pi\sqrt{2})$ 倍],并由 $L=R/(\omega_0 Q)$ 和 $C=Q/(\omega_0 R)$ 求得谐振逆变电路中电感和电容的值。

以上设计是对他激式固定频率的电子镇流器。对于自激式的电子镇流器,通常采用饱和磁环反馈电感电流来驱动两个逆变开关管,电网电压或负载变化时,谐振逆变电路的工作频率也会发生改变。由于逆变电路工作于部分反馈状态,稳态工作点的变化相对复杂一些,但对谐振回路的设计和计算仍可作参考。

4.3 阴极预热起动

预热起动是先使灯丝通过一定的电流,将阴极(即灯丝)加热至电子发射温度,并在阴极周围形成足够的电子云后,才在灯管加足够高的电压,使灯管立即进入弧光放电。采用预热,可以降低灯管起辉所需电压,延长灯管寿命,降低光衰。

一般的镇流器控制集成电路都具有灯丝预热功能。灯的工作是按预热、触发起辉、点亮工作三个阶段依次进行的,而且各个阶段的工作频率不相同。电路开始工作,首先输出频率较高的信号对灯加热,但灯管两端的压降较低,不足以使灯管激活起辉,避免灯丝因硬击穿而受到损伤,其预热时间和预热电流可分别由外接阻容元件设定(见图8.5-10中的 C_{PH} 、 R_{PH})。当预热完成后,电路工作频率以较低的速率下降,当下降到逆变器负载的谐振频率附近时,在灯管并联电容两端产生足够高的谐振电压将灯管起辉点燃,以后即进入正常点亮工作阶段。如果由于某种原因使灯未能起动,控制集成电路将进入再起程序,经数次点火灯仍不能起动,则控制集成电路自动关闭输出。

对于不采用镇流器专用控制集成电路的电子镇流器,其预热起动往往采用将正温度系数(PTC)的热敏电阻并联在与灯管两端并联的谐振电容上(见图8.5-2中的 R_{PTC})来实现。PTC热敏电阻在正常室温下为某一低阻值的电阻,通过灯丝的预热电流经其形成回路加热灯丝,经过0.4~1.2s后,由于电流的热效应使热敏电阻的温度升高至居里点,其阻值阶跃到高阻状态,谐振回路 Q 值提高,在谐振电容上产生的谐振高压将灯点燃。改变 PTC 热敏电阻的阻值及其尺寸,可以得到最佳的预热时间和预热灯丝电流。为了减少功耗,也可将合适的触发二极管或压敏电阻与 PTC 热敏电阻串联使用,使灯未起辉时,加在灯管两端的电压较高,使触发二极管导通或压敏电阻击穿,流经 PTC 热敏电阻的电流预热灯丝,一旦灯起辉点亮后,其管压降低,不足以使触发二极管维持导通,或是压敏电阻不再能被击穿,而呈高阻开路状态,PTC 热敏电阻支路不再有电流流过,因而减小了该支路的功耗。

4.4 保护电路

为了电子镇流器的运行安全可靠,应对过电压、欠电

压、过电流、过热以及因灯管回路故障引起的异常工作状态,采取相应的保护。

电子镇流器控制集成电路一般都具有较完善的保护功能以及正常工作条件恢复后的自动起动功能。如图8.5-10所采用的 IR2159,其芯片具有过热保护功能,不用任何外围元器件,只需将其紧靠易发热的元件,一旦温度达到设定值(175℃),IC 内的热关闭电路将被起动,切断其输出驱动信号,镇流器停止工作。该芯片的直流电压检测信号输入端 VDC 脚,用于欠电压保护,通过外接的电阻分压器及内部有回差电压的比较器来检测直流总线电压(即交流电源经整流后所得到的单向脉动电压)。一旦出现直流总线电压低于镇流器正常工作所需的最低电压值,会使谐振腔电路不能提供灯管正常工作所需电压,利用该引脚的检测电路可确保当直流总线电压下降太低时,将集成电路输出可靠关断,并且当电源供电电压恢复正常时,集成电路由其控制序列将其重新起动。IR2159 的高电平关闭信号输入端 SD 脚具有非锁定关断及自动再起功能。正常情况下,SD 脚通过灯丝电路,其电压很低(一般低于 1.8V)。如果灯管有故障,如灯丝断开或从插座上脱落等异常状态时,SD 脚电压将超过 2V,集成电路输出被关断。当异常工作状态故障修复后,SD 脚电压被拉回到接近零电位,集成电路能够自动重新启动。该芯片还有一个负载电流检测输入端 CS 脚,它通过检测半桥低端功率场效应晶体管源极电流取样电阻上的电压来检测流过开关管的电流,并利用过零信号来检测总负载电流的相位。通过检测负载电流的状况,用来检测诸如灯管不能起辉点亮,灯寿命中止,灯未安装到位,正常运行时电流过大,硬开关或工作在欠谐振状态这样一类故障。只要检测到上述故障的任何一种,就将锁死驱动输出。CS 脚能逐周对故障情况进行检测,所以能最大限度地提高镇流器工作的可靠性。

对于不采用专用控制集成电路的电子镇流器,异常状态保护电路一般采用非继电器停振保护方式。由于负载电路的任何异常变化必然会反馈到高频变换器电路,当镇流器出现异常情况时,在逆变电路输出回路中对异常信号取样,并通过控制电路使振荡器停止工作,从而起到保护作用。图8.5-12是在图8.5-2的基础上增加的一种异常状态保护电路。在正常状态下,高频电感 L_2 的二次侧绕组中的传感信号经二极管 VD11 整流和电容 C_9 滤波,所得电压不足以使齐纳二极管 VS3 击穿导通,晶闸管 VR4 关断,晶体管 VT3 截止,异常保护电路不起作用。当有异常状态时,线路功率往往会超过正常状态下工作时的一倍以上,检测取样信号会使 VS3 击穿导通,晶闸管 VR4 随即开通,晶体管 VT3 饱和导通,VT2 栅极与地短路,半桥逆变电路不能工作。同时,由于 VR4 导通, C_9 得不到电荷,不可能将半桥逆变电路再次触发,避免镇流器在异常状态下处于保护、触发、又保护的不良循环中。该异常保护电路的起控电平由电感 L_2 的二次侧绕组匝数和 R_5 、 R_6 比值以及齐纳二极管 VS3 的击穿电压

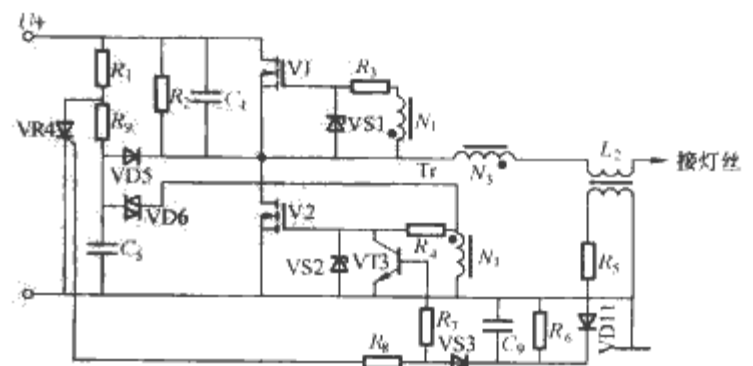


图 8.5-12 异常状态保护电路

值决定。

异常状态的取样电压可以不从电感的二次侧绕组取出,而直接从电感引出,经电容降压后整流滤波得到。相关元件的时间常数选择应保证灯在初始启动时不被保护,而在异常状态时能有效保护。

在低功率因数的电子镇流器中,为了减少在接通电源时产生的浪涌电流,往往在输入电路或在全波整流器输出回路中串联一个 NTC 热敏电阻用以抑制浪涌电流。NTC 电阻在室温下的冷阻较大,可以有效地抑制浪涌电流,而在正常通电工作时热态电阻较小,因而可以减小其功耗。

为了防止电网电压出现瞬时尖峰脉冲或有强雷电干扰时危及电子镇流器的安全,一般的过电压保护措施是在输入电路中并联一个氧化锌压敏电阻或瞬态电压抑制(TVS)二极管。它可将输入电路中出现的电网电压瞬时脉冲削波限幅,当过电压情况比较严重时,流过压敏元件的电流很大,会导致输入电路中的熔丝烧毁,在两种情况下,都能使镇流器得到保护。一般在 220V 电源时压敏电阻的压敏电压值或 TVS 二极管转折电压值选用 470V。

4.5 电子镇流器 CAD 软件 BDA

国际整流器公司(IR)为了方便电子镇流器的设计,推出了电子镇流器的计算机辅助设计软件 BDA(Ballast Design Assistant)。

BDA 可以针对 IR 公司生产的各种电子镇流器专用集成电路的应用生成所需的设计,这些 IC 包括 IR2520 紧凑型荧光灯镇流器控制 IC、专为低压卤素灯变压器设计的 IR2161 智能型控制 IC 以及其他诸如 IR2156、IR21571、IR21592、IR2166 和 IR2167 等数十种电子镇流器 IC。软件可选择给定电子镇流器电路结构形式、集成电路型号、灯型号、工作频率和输入电压范围等技术要求,自动设计生成相应的电路图、元件表和相应技术参数(如灯电路工作电压和电流、灯丝预热电流、相关电感、磁心和有关绕组等技术参数)。该软件还具有时域图形功能,能够显示所设计的镇流器主要工作点上的波形,包括半桥电压、灯电压、灯电流以及谐振电感器和谐振电容器电流的波形。BDA 软件具有良好的 Windows 图形设计界面,功能齐全,设计生成的相关元器件和设计结果均可打印输出,使用简单、方便。

5 电子镇流器调光和控制

5.1 电子镇流器调光实现方法

气体放电灯在很多应用场合需要实现调光功能,调光即调节灯的光输出,而调节光输出的方法是调节输入到灯上的功率。电子镇流器的常用调光方法有以下四种:

5.1.1 调压调光法

调节高频谐振逆变级的输入电压而保持其工作频率、占空比不变,从而改变高频谐振逆变级的输出电压有效值,实现灯功率的调节。它能使逆变器实现在软开关电感电流连续的宽调光范围的调光。高频逆变级输入为 PFC 级输出时,改变高频谐振逆变级输入电压的方法是改变 PFC 级的输出电压。因为常用的 Boost 型 PFC 变流器其输出电压调节范围有限,只能满足轻度调光的要求。要实现深度调光的要求,PFC 级拓扑可采用 Buck-Boost 或 Flyback 电路。

5.1.2 调占空比调光法

调节高频谐振逆变级开关管的导通占空比而保持其输入电压、工作频率不变,因改变谐振电路的输入电压波形,经

过谐振电路滤波,从而改变高频谐振逆变级的输出电压有效值,实现灯功率的调节。调占空比调光当其工作于深度调光时,过小的占空比使电感电流不连续,以致电路失去零电压开关的工作特性。这种不连续电流导通状态将导致可靠性下降和 EMI 的增大,同时也增大了灯电流波峰系数。

5.1.3 调频调光法

调节高频谐振逆变级的工作频率而保持其输入电压、占空比不变,而改变高频谐振逆变级的输出电压有效值,实现灯功率的调节。调频调光法的实现与采用的谐振拓扑有关。高频电子镇流器常用串联谐振电路,工作频率一般选取在谐振电路自然谐振频率以上,因此谐振电路呈感性负载,其电压传输比在自然谐振点以上随工作频率升高而下降。因此随着频率的增加,其输出电压下降,灯功率也随之下降,实现调光的功能。

调频调光法在深度调光时,需要较宽的工作频率,在整个调频范围内不易实现软开关。跟串联谐振电路比较,并联谐振电路和串并联谐振电路可以用较小的频率变化范围实现相同的功率变化。

5.1.4 调相调光法

调节逆变器开关管的导通相位,改变输出电压和电流之间的相位,从而改变输出有功功率,实现灯功率的调节。IR2159/IR21591/IR21592/IR21593 就是采用调相调光法进行调光控制的集成电路控制芯片。调相调光可调光至 1% 的灯亮度,并可在任意调光设定值下启动电子镇流器电路且调光相位与灯功率关系线性好。

为了克服单独使用这四种基本调光方法存在的某些缺点,可以综合使用两种或者多种调光法,以取得更好的效果。由于这些变量互不相关,同时使用几种方法可以获得更大的控制自由度,能在调光的同时完成其他某些功能。

5.2 模拟调光和数控调光

5.2.1 模拟调光

用模拟信号进行调光的可调光电子镇流器产品,国际上一般都采用 1~10V 直流模拟信号作为调光控制信号。采用这种直流电压控制调光对接口有以下一些要求:

(1) 控制信号 10V 输入时,灯的光输出有最大值,即达到 100%。

(2) 控制信号 1V 输入时,灯的光输出为最小值。最小值的百分比与镇流器、灯管、接口的特性有关。

(3) 输入 1~10V 连续变化时,灯的光输出从最小至最大连续变化。

(4) 输入 0~1V, 10~11V 之间,灯的光输出稳定。显然,输入 0~1V 范围时为最小光输出,10~11V 范围时为最大光输出。

(5) 输入电压在 -20V~+20V 之间,镇流器不应受损,接口部分所产生的电压应不超过 -20V~+20V 范围。

(6) 接口输入电流为 10 μ A~10mA 之间。

(7) 允许在任何调光位置上启动灯。

(8) 接口电路必须与电子镇流器的主电路部分实现电隔离。

对于应用模拟调光控制系统的电子镇流器,应有与可调光电子镇流器调光控制电路隔离的符合 1~10V 直流模拟调光控制信号规范的接口电路。采用控制单元产生的 1~10V 直流模拟调光控制信号同时对若干个电子镇流器进行集中控制,可以很方便地实现室内照明的调光控制。如果利用光电检测器件产生的照明光线检测信号送到控制单元并和预先设

定的调光基准电平相比较,误差信号送到1~10V调光控制输入端,从而进行调光控制,就可实现自动调光功能,即达到室内的恒亮度照明。

模拟调光远程集中控制时需考虑长线信号压降及控制信号易受干扰的问题。

5.2.2 数控调光

模拟调光控制系统适应性较差,而数控照明控制系统具有便于智能控制、联网控制,在不更改系统连线的条件下,可以方便地设置或更改照明格局和相关控制参数,便于实现照明系统软接线及程控、遥控和群控等功能,具有照明系统工作状态监控和故障自诊断功能,极大地方便了照明系统的安装、使用和维护。同时,数控调光控制系统与其他空调供水、火灾报警等楼宇智能控制系统也易于集成,有利于楼宇节能和智能化水平的提高。

利用计算机和网络技术进行调光控制,较多应用的有DALI、DMX512、TCP/IP及各种不同的现场总线。利用TCP/IP控制协议组成的计算机调光控制系统具有技术成熟、使用方便、控制范围宽的优点,但是成本较高,较为复杂,它在大型调光控制系统中应用有较大的优势。而DMX512控制协议在舞台、剧场等场合应用较多,是用于调光器和控制器的数字数据传输标准。数字化可寻址照明接口DALI (Digitally Addressable Lighting Interface) 对电子镇流器的数控和相关技术特性作了具体规定。DALI是IEC929附录E中针对电子镇流器调光控制而专门提出的一种控制协议,使用较为简单、方便,系统重构灵活,可以级联,已经得到了越来越广泛的应用。

DALI是一种双线控制系统,可寻址64个不同的镇流器16个分组,最大控制范围可达300m。通过地址寻址,既可以对单一镇流器控制,也可以对成组镇流器控制,还可以通过广播寻址方式对所有镇流器同时控制。DALI是双向单工通信,调光系统可以查询灯具工作状态,获得灯具反馈信息,包括灯的地址、组号、当前亮度值等,灯具的故障信息也可传回到调光控制系统。可以动态地改变电子镇流器的各种操作常数(灯亮度、调光过程时间、上电初始亮度等),并将其储存在镇流器单元中,通过总线控制命令就可按照需要打开灯或关灯而无需独立的机械开关。DALI提供包含256级灯光亮度以及对数调光曲线,使得在整个调光区域(灯功率1%~100%),人眼的视觉效果为线性调节。DALI的有效数据传输速率为1200bit/s。每个电子镇流器的控制信号电流应不大于2mA,而每个DALI控制器的工作电流应不大于250mA。串行通信数据的高电平为16V,(9.5~22.5V均为有效高电平),低电平为0V(−6.5V~+6.5V均为有效低电平)。脉冲前后沿跳变时间在大于10μs和小于100μs之间。传送数据以低电平到高电平的跳变为“1”信号,高电平到低电平的跳变为“0”信号。DALI协议数据流正向传输控制信息中含有1位起始bit位、8位地址bit位、8位数据bit位和2位停止bit位,而反向传输信息中只含有1位起始bit位、8位数据bit位和2位停止bit位。8位数据bit位的正向或逆向传输信息的功能,在DALI中都有相应规定。

美国IR公司和Microchip公司合作开发的DALI调光系统控制软件具有可视化图形操作界面。利用这个控制软件,PC机可以通过其RS232c串行总线及RS232c-DALI接口电路和具有接口的可调光电子镇流器之间完成数据通信和调光控制功能。

电子镇流器具备数字化可寻址调光接口是实现照明智能

集中控制的基础。数控调光电子镇流器一般含有一个微处理器来完成这个接口的功能,以实现电子镇流器与计算机网络(如DALI)之间的控制和状态数据信息互相传递。微处理器存储电子镇流器的地址信息,并设定调光基准电平,它可以接收开关灯及调光等控制指令并对电子镇流器进行相应操作,同时接收来自电子镇流器的状态信息进行相应控制(如灯故障保护)或按查询指令要求回传相应信息。

图8.5-13是在图8.5-10可调光电子镇流器的基础上所增加的一个DALI接口电路。微处理器PIC16F628通过光耦隔离电路接收从控制中心传输到该单元的命令或数据,然后解释这些命令或数据并向镇流器控制器IR2159发送适当的信号,并且可以将镇流器的状态信息及时返回,如果检测到灯故障则控制关闭IR2159。

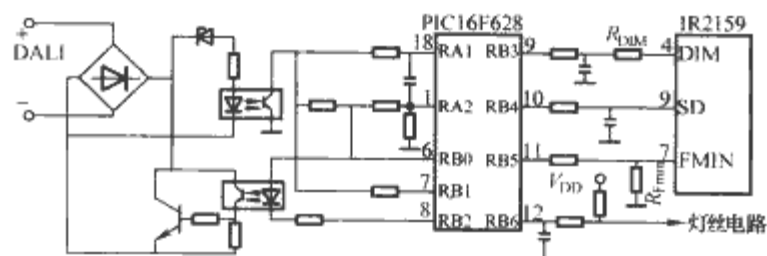


图 8.5-13 数控调光电子镇流器接口电路原理图

PIC16F628与镇流器之间的通信由四根信号线来完成,RB3控制IR2159的数字调节输入DIM,RB4连接IR2159的开关控制引脚SD,RB5接收IR2159的故障信号FMIN,RB6为灯的检测信号输入引脚。

调光控制是在IR2159的DIM脚输入0.5~5V的直流模拟电压来完成的,0.5V对应于1%的光强,5V则对应于100%。PIC16F628通过RB3输出脉宽调制信号(PWM),经RC滤波网络形成模拟电压作为DIM调光信号。单片机通过改变脉冲调制信号的占空比来控制调光信号的幅度,由此可产生256级调光幅度。由于人眼在低照度时的敏感性比高照度时强,对数形式输出的光强看起来却像是线性的,因此,PIC16F628编程产生呈对数变化关系的控制电压信号,使灯功率输出对数字输入呈对数增加。

SD信号为IR2159使能,PIC16F628根据灯的故障情况和来自控制中心的要求,RB4口输出高电平或低电平控制SD,使IR2159关闭或进入正常工作状态,达到控制关灯或开灯的要求。

FMIN端通过外接电阻 R_{FMIN} 设定最小的振荡频率,它的电位表征了IR2159检测到的镇流器故障状态,在 V_{CC} 故障、负载电流过流、输入交流电压过低时,IR2159进入故障状态,此时FMIN变为低电平且IR2159自动进入待机模式,关闭半桥逆变电路输出。PIC16F628的RB5通过电阻连接到IR2159的FMIN脚,监视灯的故障状态,必要时将故障信息回传控制中心。

RB6信号用于判别灯是否存在或灯丝是否有故障。正常情况下RB6被灯丝拉为低电平,当无灯或灯丝断时,RB6的电位被上拉到 V_{DD} ,单片机以RB6的电位判别灯丝是否正常,如果不正常则强迫IR2159关闭;当灯正常后,RB6又变为低电平,单片机重新使能IR2159。

DALI信号与单片机之间采用光隔离器,由两根信号线实现镇流器和DALI网络之间的双向通信。PIC16F628通过RA1接收网络发送来的串行数字信号,通过RB2向网络发送串行数字信号。为了减小静态功耗,设立通信使能信号(RB0)和接收驱动信号(RB1)来控制通信线路的工作。在正常情况下,单片机RB0为高电平,使能通信电路。该

信号的电流低于 $100\mu\text{A}$ ，它可以指示何时数据送往镇流器，但没有足够的电流准确接收数据。当检测到有数据传入（由 PIC16F628 内的 S/H 电路完成），接收驱动信号 RBI 高，从而将驱动电流提升到 $500\mu\text{A}$ ，完成传入数据通过光隔离器的传输。接收驱动信号仅在传输数据时才有效，其余时间关闭。PIC16F628 的内置比较器用于检测是否有数据输入，RA2 用于设定比较器的门槛。

6 高强度放电灯电子镇流器

高强度放电（HID）灯也称为高压气体放电灯，主要包括高压汞灯、高压钠灯、金属卤化物灯；特种气体放电灯如氙灯、氮灯等。各种 HID 灯的基本发光原理是相似的，由于它们的填充气体或蒸气的种类不同，因此产生不同的光输出。

6.1 HID 灯对电子镇流器的要求

由于 HID 灯结构及其工作原理与荧光灯并不完全相同，使用的电子镇流器也各有差别，除了满足电子镇流器的基本要求外，HID 灯对电子镇流器有以下特殊要求：

（1）能输出足够大的功率，效率要高。目前，荧光灯电子镇流器一般在 40W 以下，最大功率不超过 160W ($40\text{W} \times 4$)，而 HID 灯的功率有一个很大范围，从几十瓦到几千瓦。这就对镇流器的开关器件以及变换效率提出了很高的要求，并且对输入电流谐波、射频干扰和电磁辐射具有足够高的抑制能力。

（2）能产生足够高的触发起动电压。HID 灯冷态起动电压为 $2 \sim 4\text{kV}$ ，热态起动则需要比冷起动高数倍的高触发电压。不同种类和功率的 HID 灯，由于结构上的差异，对起动电压的要求也不一样。镇流器在灯起动时所提供的脉冲电压必须达到灯所要求的幅度，并且具有足够的能量来起动灯管，但高压点火脉冲不应使灯和镇流器中的元器件造成损害。

（3）能实现起动过程中合适的电压、电流控制以及稳定状态的恒功率控制。HID 灯的起动过程就是通过点火产生弧光并使之稳定的过程。在高压点火脉冲将灯点亮之后，开始放电是在低气压的惰性气体中进行的，因此，灯的工作电压远低于正常值，为了维持弧电放电，需要一个比较大的工作电流，灯只发出黯淡的光。逐渐放电的热量加热了灯管，随着灯管温度的升高，汞和钠或金属卤化物的蒸发迅速增加，它们的蒸气扩散到电弧中参与放电。随着蒸气压的升高，工作电压也逐渐升高，灯电流下降，灯的功率也相应随灯电压、灯电流变化，光输出慢慢增加，大约几分钟后，达到正常的工作电压和工作电流，进入稳定的工作状态，发出强烈的光。HID 灯的起动过程中电压变化范围大，镇流器必须能适应。由于在灯的寿命期间，灯电压会慢慢上升，为了保证灯的寿命，维持灯的流明衰减率以及灯的显色性，灯的功率也应该尽量维持不变。

（4）能消除“声共振”现象。声共振是高强度气体放电灯在高频下工作所遇到的特殊问题。本章 1.2 节已述 HID 灯在弧光放电工作时，可能引起放电管内放电气体的压力波形成驻波，即发生声谐振的电场工作频率分布在几 kHz 到几百 kHz 之间，包含了电子镇流器通常使用的工作频率区间。因此，当用普通的高频电子镇流器去驱动 HID 灯时，如果电子镇流器的工作角频率正好是能使放电正柱区内的气体压力波形成驻波的某个频率的 $1/2$ ，并且在正柱区单位长度上的功率达到一定水平时，HID 灯就会发生“声共振”现象。“声共振”发生时会引起灯电弧不稳、闪烁、滚动，

严重影响照明效果。声共振通常会引起灯电压电流的变化，甚至可能会引起熄弧或者损坏电子镇流器。由于灯电弧在发生声共振时会扭曲变形，从而靠近灯管管壁，可能会引起局部过热而将灯管炸裂。这种现象在小功率的金属卤灯中尤为严重，虽然通过改变灯管几何形状能够起到一定的抑制声共振作用，但是不能彻底消除声谐振，所以必须使电子镇流器具备抑制声共振的能力。

（5）具备一定的耐候性。有许多 HID 灯主要用于室外照明，电子镇流器应能适应室外环境下正常可靠工作的性能，同时对供电突然中断又立即恢复时的热起动问题有相应的控制措施。

6.2 声谐振解决方法

HID 灯发生声谐振的两个条件为：①驱动 HID 灯的高频能量频率落在声谐振频率内；②驱动 HID 灯在声谐振频率点上的高频能量超过了声谐振阈值能量。要消除声谐振必须使得引发声谐振的两个条件不能同时满足，从这个角度考虑，可以有多种解决声谐振的方法。

6.2.1 直流运行

直流运行提供给 HID 灯的能量无周期性变化，不会产生声谐振现象。使用这种方法的电子镇流器一般采用两级电路，第一级是功率因数校正级，第二级是直流变换级。但是这种方法存在灯的极化现象，加剧了灯电极的极化腐蚀，减少了灯的寿命。因此，这种方法通常只适用于一些特殊的专用直流 HID 灯。

6.2.2 低频方波运行

由于声谐振是由驱动 HID 灯的高频能量周期性变化引起的。当提供给灯的高频电流为未经调制的正弦电流时，灯输入的瞬时功率是变化的，而且频率为灯电流或灯电压频率的一倍，如果提供给灯的电压是理想方波，灯的瞬时功率是恒定的，不存在高频能量，同时其工作频率小于声谐振下限频率，因此低频方波运行消除声谐振的原理同直流运行一样，所不同的是通过加入一个频率几百赫兹逆变电路将直流运行转化为交流，避免了电极的极化腐蚀。方波运行能够彻底消除声谐振，但存在电路较复杂、成本高等缺点。随着专用控制芯片的不断出现和功率器件成本的下降，该方案应用前景较好。

6.2.3 高频方波运行

如果灯电流、灯电压为理想的高频方波，则高频方波运行提供给 HID 灯的能量无周期性变化，因此不会产生声谐振，同时避免了低频噪声的产生。这种方法一般采用三级电路，第一级是功率因数校正级，第二级是直流变换级，第三级是逆变级。逆变级采用全桥结构，上桥臂为电感，下桥臂为开关管。为了减小灯电流纹波，电感值较大，同时起动变压器二次侧电感与灯串联，由于电感电流不能突变，灯电流、灯电压不是理想的方波，具有一定的上升沿和下降沿时间，因此灯功率有高频周期性变化。这种方法只能降低声谐振发生的概率，不能彻底消除声谐振。该方法逆变级开关损耗较大，因此效率较低，不适合于中大功率的 HID 灯。

6.2.4 基波与谐波叠加运行

由于电感电流不能突变的限制，难以产生理想的高频方波，而方波可以由正弦波和谐波叠加后产生，所以用正弦波和三次谐波或者更多高次谐波叠加近似模拟高频方波运行可以抑制声谐振。这种方法一般采用两级电路，第一级是功率因数级，第二级是逆变级。逆变级采用半桥结构，由多路半桥谐振电路并联，每一路工作频率不同，分别为基波或者谐

波频率。由于逆变级采用多路并联,因而结构复杂、成本高。由于基波与谐波叠加有相位要求,因此控制电路复杂,同时灯电流电压也不是理想的方波,灯功率仍然存在高频周期性变化。因此,这种方法能够减小声谐振发生的概率,并不能彻底消除声谐振现象。

6.2.5 选频运行

HID灯的声谐振频率与灯的种类、灯管参数密切相关,虽然在声谐振频带内频率点分布较纷杂,但是各个频率点之间还是存在非谐振窗口的。选频运行选择其工作频率在HID灯的非声谐振频带中,从而避免声谐振的产生。这种方法一般采用两级电路,第一级是功率因数校正级,第二级是逆变级。同时逆变级采用半桥结构,因此结构简单、成本低、可靠性高、效率高。然而对于参数不一致的灯,其声谐振频率不一致,对于同一只灯,随着运行时间的增加,其参数发生变化,它的声谐振频率也将发生变化。因此这种方法并不能对任何一盏灯、任何运行时刻都能消除声谐振。

6.2.6 频率调制运行

频率调制运行选择其工作频率在某一中心频率附近,用某种方法不停地改变工作频率,降低每个频率点上的能量分量,使之低于声谐振能量阈值,从而避免声谐振发生。常用且容易的调制方法是周期性改变频率,理想的频率调制法是有频率范围限制的白噪声调制法,因为周期性频率调制的能量谱是离散的,而白噪声的能量谱是连续的,在同样的频率调制范围内,白噪声调制能使单个频率点的能量分量达到最小,但这种方法实现起来难于周期性调制。频率调制运行一般采用两级电路,第一级是功率因数校正级,第二级是逆变级。同时逆变级采用半桥结构,因此结构简单,效率高。这种方法的缺点是只能降低某个声谐振频率点上的能量,从而降低声谐振发生的概率,不能彻底消除声谐振。同时这种方法引进了新的工作频率,增加了新频率点上的能量分量,有可能引起新的声谐振现象。

6.2.7 声谐振反馈控制运行

HID灯发生声谐振时,灯电流电压有效值均会呈现一个低频的波动,而在稳定工作时则没有该低频波动。通过检测电路来判断声谐振的存在,然后相应作出反应来消除声谐振现象。最简单的方法就是如果检测到灯在发生声谐振时的灯电流低频(5~20Hz)畸变时,则认为这时有声谐振现象发生,此时改变逆变器的工作频率直到不再发生声谐振为止。声谐振只发生在某些频率点上,有一些频率窗口不会发生声谐振,因此,只要频率改变的步长足够小,就能找到一个非谐振工作频率点,供灯能够稳定工作。这种方法一般采用二级电路,第一级是功率因数校正级,第二级是逆变级。同时逆变级采用半桥结构,因此结构简单。然而工作频率的改变使输出功率也随之发生了改变,因此需要控制直流母线电压使输出功率恒定,使得该类反馈控制电路比较复杂,成本较高。同时灯有可能短时间工作于声谐振状态中,即使时间非常短,也是不安全的。

6.2.8 高于最高声谐振频率运行

当灯工作于超高频时,由于热的滞后作用,HID灯等离子区的时间常数远远大于输入能量的时间常数时,灯的放电回路可以近似为直流驱动,因此可以消除声谐振现象。不同种类及功率的HID灯,其声谐振频带并不一样,有的要到700kHz~1MHz的工作频率才能彻底消除“声共振”现象。这种方法一般采用两级电路,第一级是功率因数校正级,第二级是逆变级。同时逆变级采用半桥结构,因此结构简单。由于其工作频率较高,无源元件体积

可以减小,但也会导致开关损耗和磁性元件损耗增加,同时也产生了较强的电磁干扰。因此要获得比较好的性能,需通过拓扑的选择使其工作于软开关条件下,并合理设计电感,以取得较高的效率。

6.3 低频方波电子镇流器拓扑结构

电子镇流器采用低频方波运行可以彻底消除HID灯的“声共振”现象,是一种可靠、易行的方案,并已经得到了广泛的应用。传统的低频方波运行电路结构是三级低频方波电路,包括功率因数校正级、直流变换级和低频逆变级,每一级的控制相对独立、比较简单,但主电路结构比较复杂。因此有一些简化的两级和单级的方案,其中两级方案有两种:①将PFC级和直流变换级集成在一起;②将直流变换级和低频逆变级集成在一起,而且它既可以是全桥结构,也可以是半桥结构。主电路结构的简化可以减少元器件和提高整体效率,但控制电路就会相应复杂些。

6.3.1 三级低频方波拓扑

典型的三级低频方波电子镇流器电路结构如图8.5-14所示。它由220V交流输入电压经过不控整流后,输入第一级的功率因数校正电路,该级一般采用Boost型电路,得到的直流母线电压为400V左右;然后通过直流变换电路进行降压,同时降压电路的另外一个功能是对灯进行功率控制,最常用的是Buck电路;通过功率因数校正和降压后,得到灯电压幅值的直流电压,经过第三级不控的低频全桥逆变电路输出低频方波电压使灯正常工作。另外,还要在灯回路中加上适当的高压起动电路才能使灯起动工作。

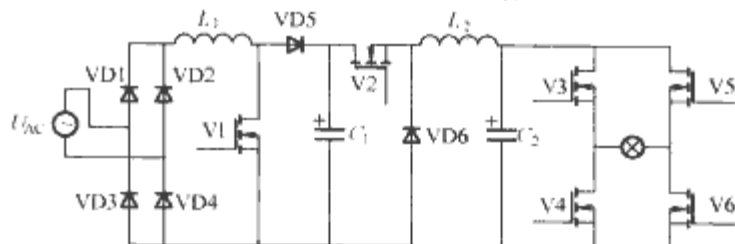


图 8.5-14 典型的三级低频方波电子镇流器电路结构

三级变换电子镇流器每一级的控制相对独立、成熟,控制电路较多但比较简单,能适用各种功率等级,但电路结构复杂、成本高、效率低。

6.3.2 两级低频方波拓扑

为了简化电路结构,降低成本,可以将低频方波电子镇流器传统的三级变换结构改为两级,具体的方法主要有两种:①将功率因数校正电路和进行功率控制的直流变换电路相结合;②将功率控制电路和低频逆变电路相结合。

功率因数校正和直流变换相结合,也就是单级功率因数校正电路,主要是将原来两个变换器的开关结合在一起,利用控制上的方法,使一个开关同时实现两种功能,一般是保证功率控制的目标,同时实现功率因数校正的目的。在单级PFC电路后面是一级不控的全桥低频电路,这样就构成了两级变换的低频方波电子镇流器电路。

大多数的单级功率因数变换器是将一个Boost变流器和一个反激或正激变流器级联在一起,使得在一级中实现电流整形、隔离和输出电压快速响应的目的。其中PFC电路通常工作在电流断续模式,而直流变换则通过调节其开关占空比或者开关频率来实现其输出电压恒定。这种变流器的成本和性能主要取决于电流整形部分和直流变换部分是如何结合在一起的。图8.5-15是一种将功率因数校正和直流变换相结合构成的两级低频方波电子镇流器原理图。图中T1、V1、VD5、 C_1 构成反激式变换电路,实现功率因数校正功

能; $V1$ 、 L_2 、 $VD7$ 、 C_2 构成 Buck-Boost 电路, 实现功率控制功能; 开关 $V1$ 为两个变换器共用。后面的不控全桥低频逆变电路为灯提供低频方波电流。

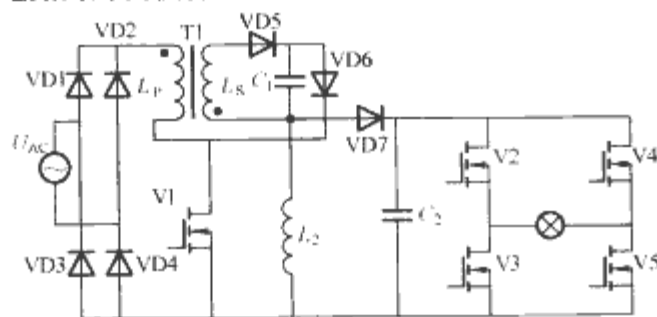


图 8.5-15 两级式低频方波电子镇流器原理图 (一)

单级功率因数校正电路具有结构简单、成本较低的特点, 但其开关管的应力较高, 效率较低, 适用于中小功率的场合。

目前应用较多的两级变换结构是将直流变换器和低频逆变器相结合, 通过一系列低频叠加高频的调制信号驱动全桥电路, 同时完成灯的电流控制及低频变换。图 8.5-16 为这种两级式电子镇流器的原理图, 其前级为 Boost PFC 电路, 后级为全桥型可控功率的低频方波电路。图 8.5-17 为低频方波电路稳定工作时的控制时序图。这种结构的电路在工作时相当于两个 Buck 电路低频交替工作。其中 $V2$ 、 $V3$ 就是 Buck 开关和另两个低频开关结合的结果, 它们在每半个低频周期里作高频切换, 调节它们的占空比可以进行功率控制, 而开关 $V4$ 、 $V5$ 低频工作, 这样就可以实现给灯提供低频方波电流的目的。

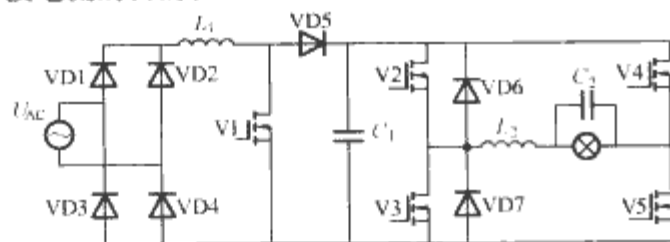


图 8.5-16 两级式低频方波电子镇流器原理图 (二)

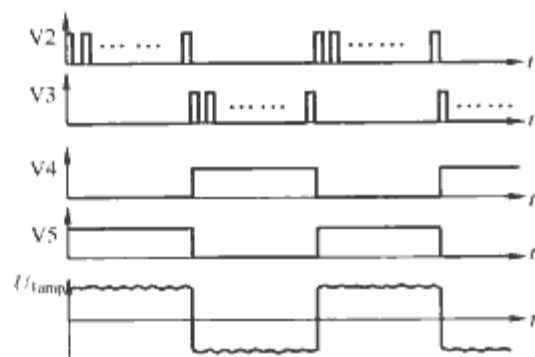


图 8.5-17 低频方波电路稳定工作时序图

这种两级式电子镇流器主电路相对简单, 控制较方便, 电路效率也比较高, 能适应各种功率应用。在全桥电路中开关 $V4$ 、 $V5$ 低频工作, 可以用两个大电容代替这两个开关, 或省去开关 $V4$, 只用一个大电容代替 $V5$, 构成半桥型的低频方波电路, 使电路得到简化, 也降低了成本。但半桥型低频方波电路只能适应于小功率 HID 灯。

6.3.3 单级低频方波拓扑

将功率因数校正、功率控制、低频逆变都结合起来就形成单级式低频方波电子镇流器, 图 8.5-18 所示为一种单级式电子镇流器基本原理图, 此电路又被称为 Boost-Buck 功能型电子镇流器。开关 $V1$ 、 $V2$ 高频切换, 开关 $V3$ 、 $V4$ 随输入电压作低频切换, 二极管 $VD3$ 、 $VD4$ 随低频输入电压作低频续流作用。 L_1 、 $V1$ 、 $VD1$ 、 $V2$ 、 $VD2$ 、

C_1 以及 $VD3$ 、 $VD4$ 构成 Boost 功能电路; L_2 、 $V1$ 及 $VD1$ 、 $V2$ 及 $VD2$ 灯负载及 C_2 、 $V3$ 、 $V4$ 构成 Buck 功能电路。在输入交流电压正半周期间, 开关 $V1$ 、 $V4$ 断开, $V3$ 导通, 高频开关 $V2$ 作为 Boost 和 Buck 功能的主开关切换工作, 二极管 $VD1$ 作为 Boost 和 Buck 功能的续流二极管工作。在输入交流电压负半周期间, 开关 $V2$ 、 $V3$ 断开, $V4$ 导通, 高频开关 $V1$ 作为 Boost 和 Buck 功能的主开关切换工作, 二极管 $VD2$ 作为功能电路续流二极管工作。高频开关 $V1$ 或 $V2$ 导通时, 流过 R_s 的电流为 Buck 电流, $V1$ 或 $V2$ 断开时流过 R_s 的电流为 Boost 电流, 这样就可以通过检测 Buck 电路的输入电压和电流调节 $V1$ 和 $V2$ 的占空比, 从而实现功率控制。单级式低频方波电子镇流器的开关器件数量有所减少, 但由于开关工作模式的影响, 它的效率并不高, 不适宜较大功率 HID 灯应用。而且由于将几种控制功能集合在一起, 因而控制复杂、实现比较困难, 可靠性很难得到保证。

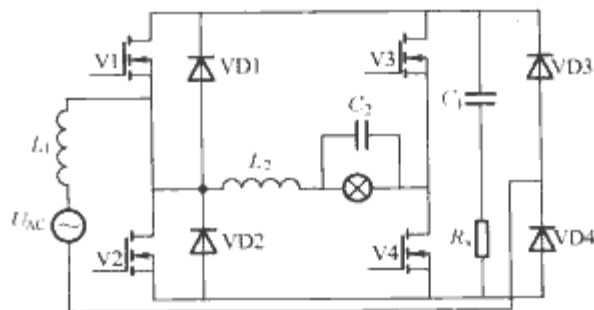


图 8.5-18 单级式低频方波电子镇流器电路原理图

6.4 HID 灯起动技术

由于高强度气体放电的特性, HID 灯的起动过程大致可分为上电、点火、过渡、升压、稳态五个阶段组成, 电子镇流器就必须能够符合 HID 灯厂家给出的起动过程电压、电流特性曲线, 并在起动的各个阶段使用不同的控制方法, 能够很好的控制时序, 使得 HID 灯能够从一个阶段进入下一个阶段, 最后使 HID 灯进入稳态, 同时能够对各种异常状态提供保护和具备重点火功能。

6.4.1 HID 灯的点火电路

HID 灯起动过程中要求电子镇流器能提供足够高的开路电压使电弧管击穿, 使管内惰性气体发生电离, 并且能够提供足够的能量使辉光放电尽快转化为弧光放电。外加高压脉冲的幅值、宽度, 同灯内充有气体的压力及电极间距有关。点火高压脉冲的幅值应根据 HID 本身的特性来决定, 过高容易引起阴极溅射, 影响灯的寿命, 幅值过低或脉宽过窄则难以保护灯正常起动。一般 HID 灯冷态起动时需几千伏的点火脉冲, 热态起动则需几万伏的点火脉冲, 因此 HID 灯常常不提供热起动功能, 热灯状态时, 起动电路能自动封锁高压脉冲, 待灯冷却后重新发出高压点火脉冲。

目前用于 HID 灯电子镇流器的点火方式主要有两种: 谐振点火方式和脉冲变压器点火方式。

谐振点火方式是指谐振回路与输入高频方波电压的基波发生谐振, 从而在灯端电容上获得很高的电压脉冲起动 HID 灯, 并利用 HID 灯起动前后阻抗特性的变化使谐振电路自然失谐达到稳定的工作状态。电路的结构主要包括 LC 谐振电路起动及由其延伸的其他一些谐振起动电路。这种点火方式一般只用在点火电压要求较低的 HID 灯中 (通常功率较小)。

脉冲变压器点火方式的脉冲源通常是通过一个硅双向开关 (SIDAC) 得到。硅双向开关的伏安特性与双向触发二极

管 (DIAC) 相似, 不同点是击穿电压高、通态压降低和开态电流大。硅双向开关两端电压在达到其击穿电压值时从原来的关断状态变为开通状态, 直到流过开关的电流减小到最小维持电流, 开关进入关断状态。

通过这种器件, 实现在升压变压器一次侧施加一个幅值为几百伏的电压脉冲信号, 从而在二次侧可获得高达几千伏的高压脉冲起动 HID 灯。图 8.5-19 所示为最基本的串联型脉冲变压器起动电路, 脉冲变压器高压二次侧绕组 N_s 与灯串联。当灯起动前, 闭合开关 S , 直流电压通过电阻 R 给电容 C_1 充电, 当 C_1 上的电压达到 SIDAC 的击穿电压时, SIDAC 雪崩击穿而导通, C_1 通过变压器一次绕组 N_p 放电, 感生电压经变压器升压, 产生高压点火脉冲使灯起动, 同时 C_1 放电使通过 SIDAC 的电流逐渐减小, 直到关断。调节 R 、 C_1 参数就可以调节重新点火时间, 电容 C_2 可以隔离高压脉冲和逆变电路, 使得逆变器开关器件不受损坏。当灯起动后, 关断开关 S , 点火电路不再产生高压。

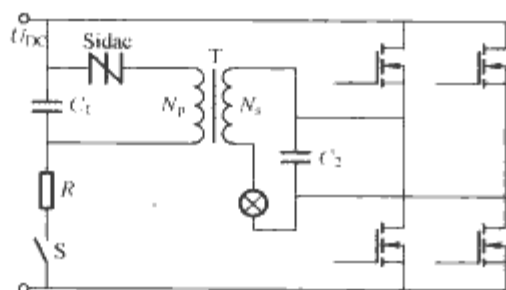


图 8.5-19 最基本的串联型脉冲变压器起动电路

6.4.2 HID 灯起动过程控制

HID 灯在起动过程中除了需要一个高压点火脉冲之外, 还要给予合适的控制, 才能使灯进入稳定状态。

6.4.2.1 恒压控制

以传统的三级变换低频方波电路为例, 恒压控制主要是保证灯在击穿前, Buck 电路输出电压能维持在某个固定值。该空载输出电压提供两个作用: ①给点火电路提供输入电压, 高的空载电压可以减小点火电路中变压器的匝数比; ②空载电压决定了输出电容在灯起动前的储能, 在灯击穿以后, Buck 变换器的响应速度还不足以快到马上能提供能量给灯, 输出电容的储能将在这一短暂的时间内向灯提供能量, 在保证提供的能量一定的情况下, 空载电压的取值由 Buck 电路的输出电容决定。Buck 电路的空载电压在灯击穿后立即下降到一个很低的值, 经过一个不稳定的工作状态即辉光放电过渡到弧光放电, 在这短暂的过渡阶段中灯电压和电流都很不稳定。只有在进入弧光放电后, 灯才进入升压阶段。

6.4.2.2 恒流控制

HID 灯点火后刚开始进行弧光放电时灯电压较低, 灯电流较大, 随着灯温和灯管内气体压力的升高, 灯电压较快地逐渐上升, 灯电流较慢地逐渐下降, 灯的功率也相应地随灯电压、灯电流变化逐渐增加至额定值。恒流控制是在起动过程中的加热升压阶段保证灯的功率能够逐步增加到额定值, 因此也可以称为起动时的功率控制。

以三级变换低频方波电路为例, 控制 Buck 电路输入电流的峰值可以实现起动时的恒流控制。

6.4.2.3 稳态控制

HID 灯经过几分钟的起动过程后进入稳态, 此时灯的等效电阻完全取决于灯的特性和使用时间。稳态工作时, HID 灯的管压有一个最小、最大值, 在此范围内 HID 需要工作在恒功率状态, 以保证灯的流明输出和色温的稳定。电子镇流器的恒功率控制一般可以在直流变

换部分实现。

7 电子镇流器的新发展

7.1 单级电子镇流器

为了提高电子镇流器的功率因数, 减少输入电流谐波的同时降低成本, 研究适合在小功率场合应用的具有 PFC 功能的单级电子镇流器拓扑。主要有两大类: 充电泵式电子镇流器和组合式单级电子镇流器。前者用电容代替电感实现功率因素校正, 具有线路结构简单、低成本的优势, 但是该类电路参数设计较为复杂, 而且在空载和轻载时, 电压应力较大。后者是使 PFC 级和逆变级组合共用一个功率开关管, 可以节省一个开关管及其控制电路, 但合用后的功率开关管电流应力会增加。另外由于控制变量的减少, 电路的一些性能指标如功率因数、输入电流的总谐波畸变等比单独设置 PFC 级会有所变差, 因此单级带 PFC 电子镇流器是一种电路成本与电路性能的折中。

7.2 集成化

一般的高性能电子镇流器控制集成电路包括功率因数校正和镇流器控制两部分功能, 并且还具有灯光调节、开灯预热、异常状态保护以及灯再起控制等一系列功能。电子镇流器专用控制集成电路具有集成度高、外围元器件少、设计简单、调试方便、体积小等一系列优点。随着功率集成电路技术的发展, 模块式电子镇流器将会有有一个很大的发展, 它不仅减少了电子镇流器的质量、体积, 可靠性也得到了提高。这一技术发展的基础是电子镇流器新的电路拓扑研究, 单级式高功率因数电子镇流器拓扑可能会首先应用在模块式电子镇流器中。

7.3 电子镇流器的调光与控制

电子镇流器相对于电感式镇流器的一大优点是工作状态的可干预性, 电子镇流器可以比较方便地通过外部输入信号调节镇流器的工作状态 (开、关、调光等) 并能够提供反馈信号以供控制台检测镇流器和灯的工作状态。因此集中控制的智能化大规模照明系统将会得到越来越广泛的应用。

7.4 高强度气体放电灯电子镇流器的应用

以高压钠灯和金属卤化物灯为代表的高强度气体放电灯对电子镇流器的商品化应用有着迫切的需求, 目前国内外 HID 灯电子镇流器的研究主要集中在以下几个方面:

(1) HID 灯的“声共振”抑制技术。研究新型结构简单、成本低的高可靠性无声谐振电子镇流器是 HID 灯电子镇流器技术的一个重要发展方向。

(2) HID 灯电特性的建模以及电子镇流器稳定性的研究。目前 HID 灯模型大致可分为以下几种: ①非常复杂的物理模型; ②电路仿真软件中能够使用的时域模型; ③能够研究其稳定性的频域模型。通过对灯模型的研究, 从而可以分析 HID 灯与电子镇流器的系统稳定性问题, 这对电子镇流器的设计具有指导性的作用。

(3) HID 灯电子镇流器的调光。调光是出于得到不同光照度或节能的需要, 是许多应用场合的一个重要功能。电子镇流器不同的调光方案有不同的效果, 研究适应 HID 灯电子镇流器不同电路拓扑的调光技术是 HID 灯电子镇流器应用的一个重要方面。

(4) HID灯的热起动。HID灯熄灭后需要立即起动的场合非常广泛,但HID灯的热起动比冷起动要困难得多。研究结构简单、成本低、寿命长且不损害电子镇流器其他元器件的热起动电路,使HID灯具有热起动功能,将会拓宽HID灯的应用范围。

(5) 一体化金属卤化物灯。金属卤化物灯具有光效高、光色好的优点,已得到了较多的应用,随着小功率金卤灯的研制成功,一体化的金属卤化物灯将在局部取代节能灯。研究体积小、效率高、可靠性高的小功率金属卤化物灯电子镇流器是加速推广这一高效节能光源的关键技术。

(6) 数字控制电子镇流器。随着数字技术的发展,数字控制芯片成本的下降,数字控制的高性能电子镇流器是未来

镇流器发展的一个方向。由于数字处理的强大功能,防止声谐振、调光、保护等功能全部可在单个芯片完成,能够降低电路的复杂度,提高系统的稳定性和可靠性,成本也将得到控制。同时由于数字控制的可控性,可以通过编程来设计一个符合HID灯特性的起动过程,这将会提高HID灯的使用寿命。

7.5 新光源的应用

LED灯、无极荧光灯、微波硫灯和场致发光条是今后可望投入使用的高效节能光源,由于本身的电特性决定了它们所需的驱动电源是千差万别的,这也为电力电子技术应用开辟了新的途径。

第6章 直流电源

1 直流电源简介

直流电源作为电源的一大分类，种类繁多，应用场合广泛。由于各种因素的影响，我国直流电源的发展可分为四个阶段，分别为：

(1) 第1阶段为早期的交流—直流发电机组。由于通过机械设备进行了两次能量转换过程（电能—机械能—电能），一般效率低于60%，电机机组噪声大且换向器维修不方便，这类变流设备现在已被列入淘汰产品行列，但在某些行业仍有少量使用。

(2) 第2阶段为20世纪50年代的硒整流器和20世纪60年代的硅整流器。该类电源采用变压器一次抽头或用调压器、饱和电抗器方式调压，二次用硒或硅二极管整流作为直流电源。目前，在我国直流电源中占有一定比例，仍有部分生产和应用。该类电源结构简单，造价低，但都存在体积大，笨重和输出指标低，精度差和效率低等缺点。

(3) 第3阶段为20世纪70年代晶闸管整流器。其性能指标比前两代产品有较大改善。采用了五芯柱变压器、高压大功率晶闸管等新技术，并出现了恒压、恒流和恒电流密度等新的特性要求。但是由于还是使用工频变压器和工作在低频段，所以整流器体积大，质量大，效率较低，性能的进一步提高也受到电源体积的限制。

(4) 第4阶段为近年来出现的开关电源。近些年来，随着现代电力电子技术的高速发展，国内外相继将开关电源技术应用于各个行业，与传统工频整流电源相比，开关电源具有高效节能，质量小，体积小，动态性能好，适应性强，有利于实现工艺过程自动化和智能化控制等显著的优点。因此，大功率开关电源具有广泛的应用前景，是当前国内外研究、开发、应用的主流和方向。但是，开关电源特别是大功率硬开关电源在可靠性、稳定性、效率等方面的缺点成为制约其应用和发展的“瓶颈”，按照传统电源的设计思路和解决办法，不能从根本上解决其所面临的诸多问题。高频开关型直流电源目前主要局限于1500A以下的中小功率领域，在很多行业的大功率场合还无法应用。目前，在国内也只有少量厂家生产，从技术角度看主要限于硬开关变换模式和模

拟控制方式，具有明显的局限性。

本章内容只介绍采用电力电子器件构成的工业用直流电源。

2 工业用直流电源基本结构

常用的工业直流电源的类型主要有四种，分别为：二极管整流电源、晶闸管移相整流电源、斩波直流电源和高频开关电源型直流电源。各种二极管整流电源的特点主要表现为它们具有不同的整流电路。常用的整流电路拓扑有：单相半波整流电路、单相全波整流电路、单相桥式整流电路、多相整流电路等。其具体内容在其他章节已有介绍，本章不作介绍。二极管整流电源结构简单，造价低，但由于需要配备工频变压器，存在体积大，笨重的缺点；同样由于整流电路为不控整流，电压调节需要通过变压器一次抽头或用调压器、饱和电抗器等方式进行调压，电压调节很不灵敏，特别是在带载工作情况下，难以调节输出电压且不可随意起停，致使整体电源系统输出指标低，精度差且效率低。目前应用比较多的是晶闸管移相整流电源、斩波直流电源，本章主要介绍这两种电源。高频开关电源因其良好的特性，有利于实现工艺过程自动化和智能化控制，近些年来在工业直流电源中应用越来越广泛。高频开关电源在其他章节已有较为详细的介绍，本章不再重复。

2.1 移相整流电源

20世纪可控开关器件的出现，为工业直流电源带来了巨大的变化，晶闸管整流器以其在性能、效率、可靠性与成本上的优势成为了一项最实用的技术。目前国内外在大电流工业应用中的工业直流电源，晶闸管相控整流器是最常用的技术。晶闸管相控整流电源，主要由变压器和晶闸管整流电路组成，其中整流器电路由单相或三相整流电路组成，其中又分为移相半控和移相全控整流电路。

2.1.1 单相移相整流电路

单相移相整流电路是最常用的整流电路，由于单相可控整流所需要的晶闸管数目较少，成本低，在一些小功率场合应用比较普遍。其电路、输出波形与特点见表8.6-1。

表 8.6-1 单相可控整流电路

项 目	主 电 路	波 形	特 点
单相半波可控整流			$U_d = 0.45U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2}$
单相全波可控整流			$U_d = 0.9U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2}$

续表

项目 种类	主电路	波形	特点
单相桥式 全控整流			$U_d = 0.9U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$
单相桥式 半控整流			$U_d = 0.45U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$

2.1.2 三相移相整流电路

晶闸管整流电路与二极管整流电路相似，电源输出电压的脉动系数与整流器阻断期有直接的联系，单相移相整流输出电压由于脉动频率较低，在大电流的场合，电源输出品质较差，难以满足工业加工要求，因此在大功率场合通常同样采用三相或多相交流整流的方法，三相移相整流电路拓扑与特点见表 8.6-2。通常情况下，三相及多相整流电路用于容量较大、脉动较小的电源效果是很好的。

三相可控整流电路与单相可控整流电路相比，在负载电流增大时，输出电压的脉动参数有着很明显的改善，但绝大

多数电化学加工电源都需要提供强大的直流电流且此类电源一旦投入使用必须连续供电不允许停电，而目前开关器件的容量有限，单个器件很难满足要求，在实际装置中常常需要器件串、并联，但考虑到效率和系统的可靠性，整流管的串、并联数目不能太多，为了解决这个矛盾，在要求大电流、高品质输出电压的场合，常用组合式直流电源作为电化学加工电源。图 8.6-1 所示的两种可控整流电路是常用的两种电化学加工电源拓扑。图 8.6-1 (a) 为 12 脉全桥可控整流器，图 8.6-1 (b) 为双反星形带平衡电抗器的 12 脉整流器，这种整流器广泛应用于低电压、大电流的场合。

表 8.6-2

三相移相整流电路

项目 种类	主电路	波形	特点
三相 半波 共阴 整流			对触发电路有公共连线的电路连线比较方便 $\alpha \leq 30^\circ : U_d = 1.7U_2 \cos\alpha$ $\alpha \geq 30^\circ$ $U_d = 0.675U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$
三相 半波 共阳 整流			对应用螺旋式 SCR 电路，方便散热器的设计 $\alpha \leq 30^\circ : U_d = 1.17U_2 \cos\alpha$ $\alpha \geq 30^\circ$ $U_d = 0.675U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$
三相 桥式 全控 整流			电阻性负载时： $\alpha = 60^\circ$ ，输出电压、电流波形均是连续 $\alpha = 60^\circ$ 时，电流断续 $\alpha = 120^\circ$ 时，输出电压为零 $0 \leq \alpha \leq 60^\circ : U_d = 1.35U_{2L} \cdot \cos\alpha$ $120^\circ \geq \alpha \geq 60^\circ : U_d = 1.35U_{2L} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]$
三相 桥式 半控 整流			电阻性负载时： $\alpha = 60^\circ$ ，输出电压、电流波形均是连续 $\alpha = 60^\circ$ 时，电流继续 $\alpha = 120^\circ$ 时，输出电压为零成本与全控相比较 $0 \leq \alpha \leq 60^\circ : U_d = 1.35U_{2L} \cdot \cos\alpha$ $120^\circ \geq \alpha \geq 60^\circ$ $U_d = 1.35U_{2L} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]$

晶闸管整流器效率较高，大约为 97%。晶闸管整流器的一个重要特点是输入电流有谐波。这是由于触发角变化产生无功，因此需要进行谐波及无功补偿。为了减小晶闸管整

流器的触发角，需要使用有载调压变压器，这便在增加机械运动部件的同时增加了维护量。晶闸管整流器的主要优势是：高效率、高可靠性、负载电流好控制、成本低和技术成

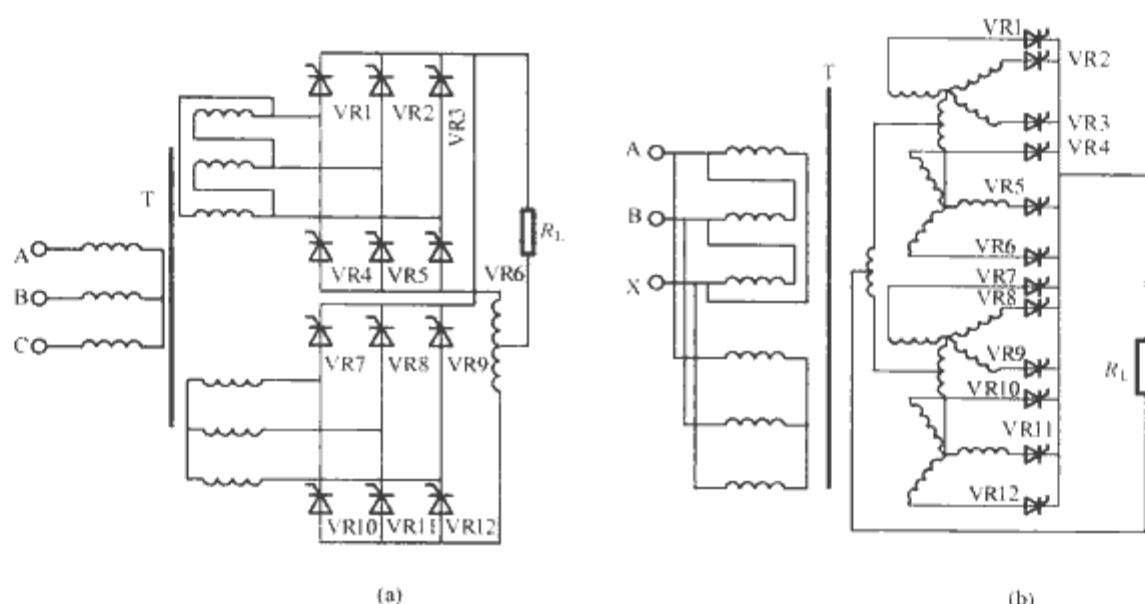


图 8.6-1 多脉整流电源

(a) 12脉全桥可控整流器；(b) 双反星形带平衡电抗器的12脉整流器

熟；缺点是产生无功功率、具有电流谐波、需要使用滤波器。

2.2 斩波型直流电源

斩波型直流电源具有多种结构，总体可分为两大类（见图 8.6-2、图 8.6-3），图 8.6-2 所示为单相和三相斩波整流电源结构框图，是先将交流电通过变压器进行变压，然后经过 PWM 整流电路进行整流，获得所需要的电压，该结构直流电源可以工作在多象限，也可以工作在单象限，具有双向能量流传能力，从而改善负载特性，减小负载对电网的影响。图 8.6-4 所示的电路拓扑为图 8.6-2 结构电源的典型电路之一。开关器件一般需要应用全控型器件。

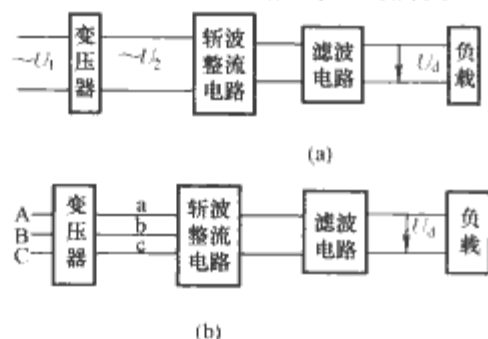


图 8.6-2 斩波整流电源结构框图

(a) 单相斩波整流电源；(b) 三相斩波整流电源

图 8.6-3 所示为直流加工电源框图，其实属于开关电源的一种，交流电压通过变压器变压整流后变成直流电源，再通过 Buck 直流变换电路或 Boost 直流变换电路对输出的加工电压进行控制，以达到灵活调节输出电压的效果。其中整流电路大多采用二极管整流，斩波电路中的开关器件早期以晶闸管为主，但由于晶闸管器件开关频率较低且属于半控器件，近年来很多该类结构直流电源应用 IGBT、GTO、IEGT 等新型开关器件，不仅简化了驱动电路，同时提高了输出电压特性。图 8.6-5 是应用大电流 IGBT 的斩波整流器直流电源。

为了提高直流电源输出电流的能力，图 8.6-5 中的变压器二次是由几个电压相位差一定角度的绕组构成，经斩波整流后并联供给负载。其中斩波器电路具有多种拓扑，图 8.6-6、图 8.6-7 所示的两种斩波器电路就是两种应用比较普遍的斩波器电路，图 8.6-6 输入侧为三相二极管整流，经可控开关管斩波后，再通过小电抗器为负载供电。图 8.6-7 斩波器电路是经过三个 IGBT 进行斩波，后并联供给负载。但

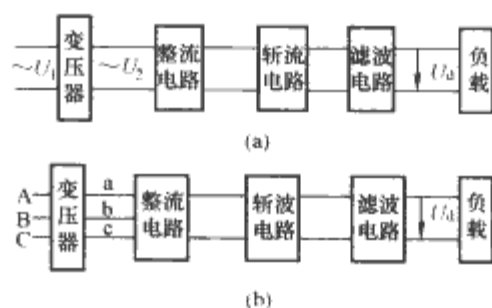


图 8.6-3 直流加工电源框图

(a) 单相整流斩波电源；(b) 三相整流斩波电源

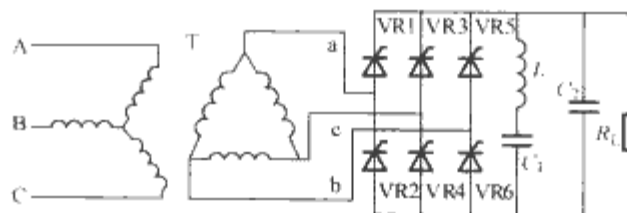


图 8.6-4 PWM 整流电源典型电路

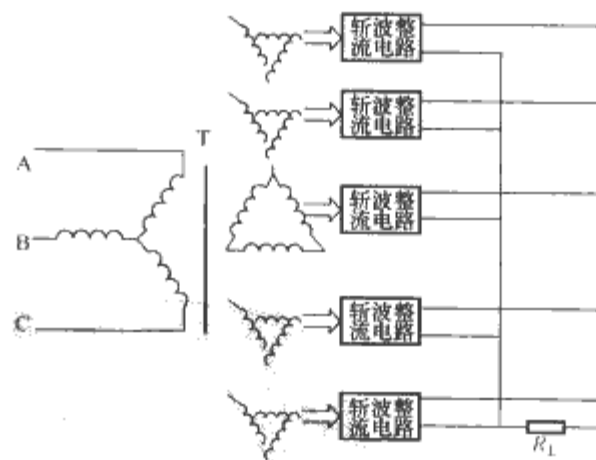


图 8.6-5 应用大电流 IGBT 的斩波整流器直流电源

是 IGBT 开关频率的选择需要在减小直流电流波动和降低开关损耗之间折中考虑。大功率斩波整流器的典型开关频率是 1~2kHz，小功率可达几十千赫，甚至达兆赫，与等效频率为 300Hz 的 6 脉整流器相比，性能有较大提高。通过不同斩波器分散换向，从负载侧观察增加有效开关的换向次数。当运行在相对较低的开关频率时，可获得更低纹波的负载电流。这种新型变流器的控制甚至比晶闸管全控整流器的控制更简单。

一般斩波整流器均具有如下优点：①在任何电流下都保持高效率运行，可实现 $\alpha=1$ 冗余方式；②电流动态响应快；

优越性。并随着大电流电力电子器件 IGBT 的出现,国外已有斩波控制整流器作电解电源的实例,该整流器由二极管整流与 IGBT 斩波组合来产生可控电流,该种整流方法具有无需谐波滤波器、功率因数高、系统结构灵活等优点。特别是 20 世纪 70 年代以来,随着各种电力电子器件的研制生产不断成熟,各种专用集成电路、磁性元件、高频电容的研制和实际应用,电力电子变换技术的迅速发展,电力电子技术的各种理论日趋完善,开关电源以其效率高、小型化、轻量化等优点,逐步深入到电解和电镀行业,形成了直流加工电源的第四次变革。

由于环境、能源、社会高效化等方面的要求,以及相关技术对电力电子装置的渗透,电解电源朝着大容量、高性能、标准化、智能化、全数字化控制、系统化、模块化和绿色化的方向发展。现在,铝电解用整流系统的电流已超过 300kA,功率达数百 MW,并且具有精确的性能。在这些整流器中,散热能力限制了整流设备的功率和电流等级。中、大电流整流器中单个晶闸管的损耗可能超过 1kW,需要应

用高效的冷却方式,因此,在计算大电流整流器效率时必须考虑这些损耗。此外,由于使用场合的特殊性,系统可靠性是首要考虑的问题。

3.3 国内外电解加工直流电源

表 8.6-3 给出了国内常用电解加工直流电源。这些电源基本能够满足电解加工的要求,存在的问题主要有两方面:①冷却方式还不够完善,导致电源体积大,不易做成密封形式以提高耐蚀性;②使用时会引起电网电压波动,能耗高,并且电源故障率也较高。表 8.6-4 美国 Anocut 公司给出系列直流电源,与国内相比,具有如下特点:

- (1) 由于改善了电压反馈比较回路,使得稳压精度显著提高,可达±0.25%。
- (2) 电源主回路采用一次调压,二次采用双星形反并联电路,有效避免了不均流烧坏功率晶闸管的可能。
- (3) 采用完全水冷和密闭柜式结构,体积得以减小,耐蚀性增加。

表 8.6-3 国内常用电解加工直流电源

型号	额定电流 (A)	额定电压 (V)	输入电压 (V/Hz)	稳压精度 (%)	冷却方式	外形尺寸 (mm)	生产厂家
KGXS3000/6-24	3000	24	380/50	±1	水	2100×880×2100	北京变压器厂
KGXS5000/24	5000	24	380/50	±1	水	2100×700×1500	上海整流器厂
KGXS10000/3-20	10 000	20	380/50		水		上海整流器厂
KGXS11500/24	15 000	24	380/50	±1	水	2100×1000×1800	上海整流器厂
KGXS20000/15	20 000	15	1000/50	0.5	水		北京变压器厂

表 8.6-4 美国 Anocut 公司系列直流电源产品

型号	额定 电流 (A)	额定 电压 (V)	输入 电压 (V/Hz)	稳压 精度 (%)	冷却 方式	外形 尺寸 (mm)
M3KSWT	3000	2.18 或 2.25	360±	0.25	水冷密封	1980×813×1067
M5KSWT	5000		10%或			1980×813×1067
M10KSWT	10 000	2.25	420±			2057×1220×1220
M20KSWT	20 000		10%			2057×1220×1220

无论是铝镁电解、食盐电解、水电解,还是其他金属电解,电解电源必须能够提供强大的直流电流,耗电量,并且此类电源一旦投入使用,需要连续供电,不能随意停机。表 8.6-5 列举了部分电解产品及其耗电量。而目前由于电力电子器件的限制,实际大功率电解电源大多采用整流器联结的形式实现,前面介绍的六脉波双星形带相间变压器联结和三相桥式联结就是电解电源中常用的联结形式之一。为了提高电源利用效率,常将多个电解槽串联使用,电解电源的输出电压根据具体串联电解槽数目来定。表 8.6-6 列举了目前整流器常用的联结形式及其电压、电流等级。具体应用需要根据当地电网条件、整流变压器及配套调压器等制造水平和条件决定。

表 8.6-5 部分电解产品及其耗电量

电解产品	耗电量 (kWh/t)	备 注
铝	14 000~18 000	食盐水
苛性钠	3000~3400	
氯碱	3800~3900	
锌	3500~4000	
铜	340~350	水
氢	3~5 (kWh/m³)	

表 8.6-6 整流器常用的联结形式

序号	额定直流 电压范围 (V)	额定直流 电流范围 (A)	联 结 形 式
1	≤500	≤31 500	双星形带相间变压器联结
2	≤500	≥25 000	两套双星形带相间变压器的同相逆并联联结,也用一般并联联结
3	≥315	≤16 000	单桥联结
4	≥315	≥12 500	双桥同相逆并联和一般并联联结
5	≥500	≥12 500	12 脉波双桥联结
6	≥315	≥25 000	四桥两组同相逆并联联结和一般并联联结
7	≤500	≥50 000	四套双星形带相间变压器的同相逆并联联结和一般并联联结

目前国内电解电源的容量和控制技术与国外仍具有一定的差距,国内应用的直流电解电源仍以晶闸管整流器为主,晶闸管整流器以其在性能、效率、可靠性与成本上的优势成为一项最实用的技术。斩波整流器在效率、性能方面优于晶闸管整流器,但能否取代晶闸管整流器还要依赖于实际经验的积累。而高频开关电源型电解电源目前在我国市场占有率还很小,主要在一些小功率场合,其功率容量、可靠性和稳定性方面尚有待于进一步提高。目前,在我国电解整流行业使用的调压变压器、整流变压器、整流器、谐波抑制与无功补偿装置及晶闸管和快速熔断器的生产已基本成熟。为了使整流控制装置在安全、稳定、可靠运行的同时易于维护,控制装置的研发必须遵循结构模块化、硬件标准化、软件固定化与标准化、接口形式简单可靠、安装方便、更换备件无需

调试以及冗余控制的原则开展。

电解加工应用于微小型零件的加工时，首先要解决的问题是加工精度问题，直流电源供电的电解加工电源难以满足要求。为了得到新的电解加工工艺，近些年来推出了多种脉冲型电解加工电源，以周期间歇供电代替传统的连续供电，利用脉冲的断点间歇去极化、散热，使间隙的电化学特性、流场、电场恢复初始状态。大量实验研究表明：适当的脉冲电解电源可以使电解加工质量较传统的直流电解加工有明显的提高，特别是某些特殊材料的电解加工方面。该类电源具有其独特的结构和特征，将在后面章节作相关介绍。

4 电镀电源

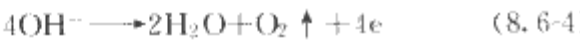
电镀是金属表面处理的重要方法，是电能转化为化学能的过程。在电镀过程中，金属离子获得电子被还原成金属原子，金属原子按照一定的规律排列形成晶体成为镀层。电镀电源与电解电源均属于化学加工电源，在结构上电解电源与电镀电源具有很多的共性，但由于电解和电镀是两个不同的化学加工过程，电镀电源与电解电源存在着部分不同的要求。在电镀过程中，电镀电源提供电子参与氧化还原反应，促使金属原子结晶，其性能的优劣直接影响到电镀产品质量的好坏；同时电镀电源是电镀行业最主要的能量消耗者，因此，高品质电源在电镀工业中应用对电能的绿色利用有着重要的影响。

4.1 电镀电源特点与分类

电镀类似于电解，也是一个电化学反应过程，该过程发生在金属导体和电解液的界面上，接高电位的电极（阳极）上金属原子（M）失去电子，发生阳极溶解的氧化反应，其反应式为



接低电位的电极（阴极）上金属离子获得电子，还原为金属在阴极发生还原反应，其反应式为



从化学反应式可以看出：电镀过程中，阳极上溶解掉的金属、阴极上沉积出的金属与通过两极之间的电流大小也符合法拉第第一定律和法拉第二定律，可以根据法拉第定律，概算电镀加工所需的电源容量。

电镀加工中影响化学反应的三个主要因素是：两个电极材料、电镀液配方和电源。其中电源的电压、电流、波形、稳压或稳流精度以及电源保护功能对电化学反应均有着重要影响。由于电解电源与电镀电源的负载均是为电化学反应过程提供能量，因此，电解电源有着与电镀类似的要求，但由于属于不同的工艺过程，电镀电源根据不同的镀层材料和工艺对输出电压和电流波形有着不同的要求，主要可分为直流电源、单向脉冲电源、双向脉冲电源、直流叠加脉冲电源和特殊波形电源等。

4.2 电镀电源现况和发展

我国电镀电源也经过了早期的交流一直流发电机组阶段、硒整流器和硅整流器阶段、晶闸管整流器阶段和目前的开关电源阶段。电镀电源是为了实现电镀工艺的专用设备，主要是为了满足电镀工艺的要求，同时也为电镀工艺的改进和创新提供了手段和条件。传统的电镀工艺是恒直流，主要应用的电源为交流一直流发电机组、硒整流器和硅整流器、

晶闸管整流器三种类型，前两种由于其效率低、精度不高、电源体积大等缺点，目前逐渐被淘汰。晶闸管整流器相对于前两种直流电源，由于应用了高压大功率晶闸管，能够实现恒压、恒流和恒电流密度等功能，所以目前我国电解应用中以该类电源为主。在20世纪60年代，国外开始研究脉冲电镀工艺。在20世纪70年代末，国外脉冲电镀工艺获得了较大发展，部分电源的电流峰值已达到了40kA。由于脉冲电镀工艺可以提高镀层的质量，缩短电镀周期，节约能源和贵金属，目前在国外已得到了较为广泛应用。我国脉冲电镀工艺的研究开始于20世纪70年代后期，开关器件主要应用SCR、GTR、GTO和大容量IGBT等。目前我国市场上的电镀电源主要以晶闸管整流电源、斩波整流电源和脉冲电源为主。随着电镀工艺和电力电子技术的发展，由于开关电源具有高效节能，质量小，体积小，动态性能好，适应性强等优点，逐渐被应用于电镀电源中，用于实现电镀电源中的AC/DC变换或DC/DC变换，但由于大功率硬开关电源在可靠性、稳定性、效率等方面的缺点制约其被广泛应用。高频开关型电镀电源目前主要局限于1500A以下的中小功率领域，在国内也只有少量厂家生产，主要采用硬开关变换模式和模拟控制方式，具有一定的局限性。表8.6-7对四个发展阶段的直流电镀电源进行了比较。

表 8.6-7 几种直流电镀电源的比较

电源类型		第一代直流发电机	第二代变压器硅整流	第三代晶闸管电源	第四代高频开关电源
应用情况	国外	淘汰	淘汰	在中、大功率生产中应用	在中小功率方面广泛采用
	国内	淘汰	少量	广泛使用	处于初步阶段
效率		极低	低	较高	很高
尺寸		很大	大	大	小
精度		差	差	较高	很高
稳定性		很好	很好	好	好
响应速度		极慢	慢	一般	极快
自动化控制		不便	不便	一般	很方便
发展方向		淘汰	淘汰	有限	广泛使用

4.3 常用直流电镀电源

电镀电源是一种低电压设备，单个电镀槽电压一般在6~30V（见表8.6-8），根据镀件的多少电流容量不等，几千安培和数万安培的均有。常用直流电镀电源结构与电解电源近似，在此不再重复介绍。但由于电镀与电解在工艺上有所不同，目的也不相同，因此对供电的直流电源在某些方面有着特殊的要求。

表 8.6-8 各种电镀电气特性

电镀种类	铜		金	银	铬
电镀液	氰化铜	硫酸铜	氰化液	氰化液	铬酸
电流密度(A/dm²)	1~10	1~20	0.2~1	0.1~2	10~100
电源电压(V)	6~8	6~8	6~8	6~8	10~30
备注	正反电镀或交流法效果好	—	一般容量小	一般容量小	平稳电流较好 脉冲法也有效

续表					
电镀种类	镍		锌		镉
电镀液	普通液	光亮液	氰化液	硫酸液	氰化液
电流密度 (A/dm ²)	0.5~1.5	1~12	1~3	5~10	1~5
电源电压 (V)	6~8	6~10	6~8	6~8	6~8

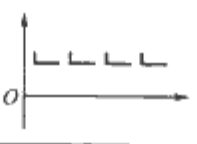
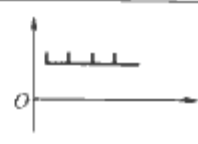
电镀是一种表面处理工艺，其目的是为了增加被镀件的表面硬度、防腐蚀性能和增加美观等，一般要求镀层平滑细密、厚度均匀、有一定的硬度和良好的附着力等。由于电镀过程是一个电化学反应过程，要想达到上述要求，需要电参数与化学过程实现最佳组合，电镀质量才能得到理想的效果。表面处理的发展需要有新工艺、新设备、新材料、新配方的不断完善和改进，其中整流电源的波形是关键问题之一，目前电镀电源的种类主要有直流电镀电源和特殊输出波形电镀电源，特殊波形电镀电源主要包括：半波整流电源、二次回路冲击整流电源、直流叠加脉冲和正负脉冲电源，对应不同电镀工艺应用不同的电镀电源，提高镀层质量，对表面处理的发展有着积极的意义。

4.3.1 低纹波整流电源

有的电镀工艺，例如镀铬工艺需要理想的低纹波稳定直流输出波形来提高工艺的可靠性和完整性，电镀电源输出波形的平直及频率的提高，能保证镀层结晶细密、孔隙率低、表面光滑、毛刺少、防腐性能增强、缩短机械磨光时间、延长机械使用寿命、节约成本。由表 8.6-9 可以看出纹波系数大于 5 % 的输出波形有缺口，纹波系数小于 2.5 % 的波形无缺口。在实际电镀中有缺口的电源缺口无法弥补，从而在缺口处析氢，产生孔隙再产生毛刺，无缺口的电源明显优于有缺口的电源，所镀产品质量明显高于高纹波电源所镀产品。

该类电镀电源通常应用前面章节介绍的直流电镀电源，由于对直流电源输出波形精度有一定的要求，目前主要以晶闸管直流电源和开关电源为主。晶闸管直流电源电路结构上主要有两种：①利用晶闸管在工频变压器一次进行调压，然后在变压器二次进行二极管多相整流；②直接用晶闸管进行移相整流。图 8.6-8 所示结构为典型的晶闸管直流电镀电源结构，这种结构电源具有体积小、质量小、效率高等优点，能方便地实现各种保护功能和稳电压、稳电流、稳定电流密度的功能。

表 8.6-9 纹波系数对加工质量的影响

项目	普通电源	低纹波电源
波形比较		
纹波系数	>5 %	<2.5 %
孔隙率	大（波形有缺口）	小（波形无缺口）

4.3.2 特殊输出波形电源

有些电镀工艺需要特殊波形的电源，只有在相应的输出电流波形下才能达到所需要的表面处理要求。目前常用的电镀电源输出特殊波形有：

4.3.2.1 直流叠加脉冲

直流叠加脉冲是硬质氧化的专用电源，该电源输出波形

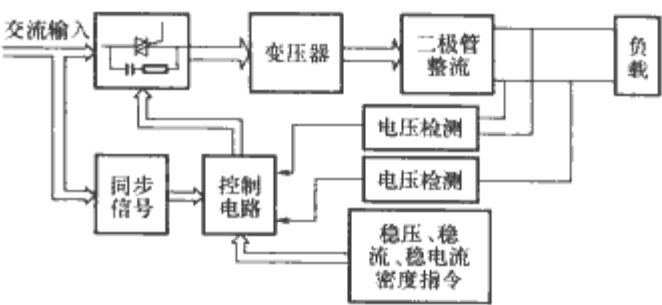


图 8.6-8 典型的晶闸管直流电镀电源结构

如图 8.6-9 所示，早期应用传统的直流电源要有一人专门看守整流器，不断地调整电压、电流控制氧化膜生成，氧化膜生成后要不断地调节电压以防止电流减小，保持氧化膜具有一定的增长速度直至结束。随着电力电子技术和数字控制技术的发展，目前大多该类型电源通过智能控制器或集成电路来控制软起动以保证氧化膜的生成和加工电流波形产生。软起动在 1~60min 内任意设定，分 10 段递增电流到额定值，叠加脉冲根据加工过程时间自动开启，直到工艺结束。该电源对铝合金氧化颜色有要求的产品比较理想，能做到软起动设定、氧化时间设定，设定好后无需工人值守，每一次开始只需按下复位开关即可，不会因为人为因素的影响造成产品的不统一而成为废品。

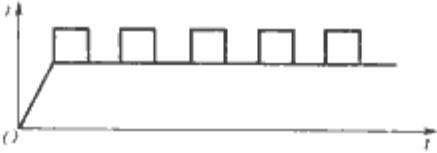


图 8.6-9 直流叠加脉冲电源输出波形

4.3.2.2 周期换相脉冲

由于在电镀过程中电沉积的基本规则是受镀时间越长，表面越粗糙，就像电解铜及电解镍板表面那样很粗糙、不平整。因此在厚镀层、贵金属、氰化光亮铜及电解除油等生产工艺中，稳定的直流电源供电难以达到加工目的，因此常在电镀中采用周期换相电源，例如采用 25s 比 5s 的换相时间，即 25s 时间进行电镀，5s 时间退镀，即用 5s 时间的反相，把沉积在表面的毛刺及粗糙部分退下来，类似于电抛光，对镀层分布起到整平作用，再镀 25s 就可使镀层致密、表面光亮、孔隙率大为减少，不需再酸性光亮铜即可直接镀镍。用该电镀电源加工的产品因为孔隙率低所以防腐性能也大为提高。

4.3.2.3 半波整流脉冲

半波整流器输出的波形不完整且是锯齿波，一般电镀都不采用半波整流，半波整流器只适用焦磷酸铜工艺，具体的理论还没有研究，只是在偶然的机会中发现，通过反复实验效果确认。

4.3.2.4 二次回路冲击整流脉冲电源

该电源的特点是采用二次回路冲击，在正电荷向负电极中心流动时，阻隔电流向四周回转冲击保证周围电流平衡，使被镀产品的镀层均匀度好，在回路冲击时减少析氢，使镀层结合力好，光亮细密，特别在铜包线上使用就更显其特色。因为铜包钢线镀好后再去拉丝，对被镀物的均匀度及镀层的结合力要求更高。均匀度不好会露铁，达不到所需的导电率，结合力不好，在拉丝过程中脱皮，所以该电源能显著提高铜包钢线及 CP 线的质量。

4.3.2.5 正负脉冲电源

正负脉冲电源既能在硬质氧化和普通氧化工艺中运用，又能在贵金属电镀、镀铬、碱性光亮铜、镀镍等工艺中运用，该电源的输出波形具有多种形式，如图 8.6-10 所示的三种波形为常用的正负脉冲波形。

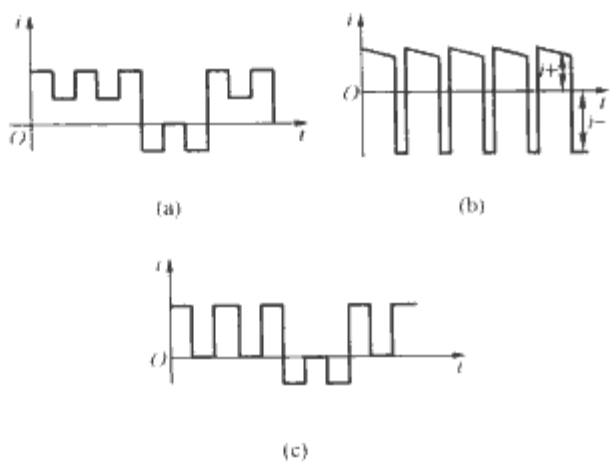


图 8.6-10 常用的正负脉冲波形
(a) 叠加脉冲; (b) 常规正负脉冲;
(c) 变参数正负脉冲

由于正负脉冲电源具有很大的自由度,其输出波形的频率、正负脉冲占空比、正负脉冲个数比例、脉冲间隔正负电压幅值均可根据不同的工艺及对镀(膜)层性能进行调整,在部分情况下也可不叠加负脉冲或正脉冲,普通直流电源只有一个电压幅值参数可调,正负脉冲电源可调参数众多,电镀应用场合宽广。例如用正负脉冲电源在铝及铝合金阳极氧化时生成的氧化膜是由多层薄而细小的单元六棱柱结构夹在厚而大的单元六棱柱结构之间而构成的,比传统的直流阳极氧化所得到的单一结构氧化膜要致密,因此膜层的硬度较高、耐磨性好。另外脉冲电流较之直流电流容易通过具有绝缘作用的氧化膜,降低了槽电压和热耗能,减少了膜溶解和烧焦的因素,大幅降低了氧化成本。利用该电源,不同型号铝材氧化时的电压常在 15~28V 之间,电能损耗下降了 50% 以上,同时也减少了冷却所需的电能。另外,正负脉冲电源在对金、银、铜、镍、铬等电镀时,其理论基础和物理化学过程与直流不同。直流电镀因电沉积使阴极附近的离子数减少,形成双电层,阻碍了新离子流动,使沉积速度随时间延长而递减。脉冲电源因脉冲换向和峰值电流产生的电磁搅拌作用,加速了离子的电迁移,阴极表面离子得到补充,双电层基本消失,沉积速率与时间呈线性增长。脉冲电源应用在电镀工业中,具有能使镀层致密性好、孔隙率小、结合力强、沉积速度快等优点,特别适用于电镀贵金属、厚铬和厚镀层。该电源实现了电源与工艺的紧密结合,从理论上摆脱了局限于直流的传统观念,开辟了一个从改进电源入手研究电镀工艺的新领域,使电镀质量大幅度提高,在相同的条件下产量能提高 1 倍。脉冲电源与直流电源镀硬铬对比见表 8.6-10。镀硬铬的波形如图 8.6-10 (b) 所示,可大大提高工作效率且不需光亮剂或添加剂,提高了效率,降低了成本。

表 8.6-10 脉冲电源与直流电源镀硬铬对比

状况	直流电源	脉冲电源
镀层组织结构	层层堆积,结构疏松、孔隙率大	相互交叉、结构紧密、孔隙率小、耐磨
外观	镀层较粗糙、飞边明显、锥镀大	表面细腻、飞边不明显、锥度小
可调参数	电压、电流	电压、电流、脉宽、频率、占空比
阴极电流效率	12%~20%	25%~35%
电源与工艺的关系	基本无关	密切
社会效益	耗能高、淘汰	省工、节电 35%~45%

一种特殊电流波形的电镀电源电路如图 8.6-11 所示,图中变压器 T 二次侧的电路 G 是正向电镀整流器,为负载 R_3 提供正向电流。图中变压器 T 左边为直流斩波器,触发 VR1 为负载 R_3 提供负脉冲电流,触发 VR1 时关断负脉冲电流。该电源可输出如图 8.6-12 示的电流波形。

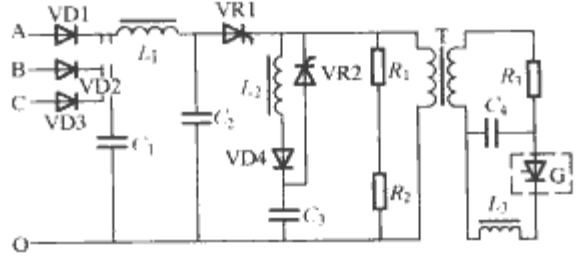


图 8.6-11 特殊电流波形的电镀电源电路

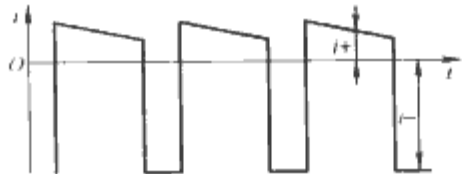


图 8.6-12 换相电镀电源加工电流波形

5 蓄电池充电电源

蓄电池的材料、结构、规格种类很多,其作用原理大多是相同的,它们都属反应可逆的化学能源。在充电时借助充电产生的化学反应将能量储存起来,使用时再利用逆向反应将储存的能量释放出来。目前常用的可充电电池有铅酸电池、镍铁电池、镍锌电池、银氢电池、氧化银锌电池、锌空气电池、镉空气电池、铝空气电池等等。其中产销量最大的可充电电池主要有:

(1) 铅酸电池。主要用于汽车、飞机、舰船等交通工具,作为后备电源,其主要优点是单节电池电压较高(标称值为 2V),生产成本低,使用寿命长,是应用最广泛的二次电池。老式的开放型铅酸电池不仅笨重,而且使用维护都很麻烦,已逐步被密封式铅酸电池所代替。密封式铅酸电池不仅体积小、质量小,而且除充电外无需日常维护,被称为免维护电池,该类电池目前应用较为广泛。

(2) 镍镉电池。30Ah 以上的一般为开放式,需定期添加电解液,30Ah 以下的为密封式结构,镍为阳极,镉为阴极浸没在电解液中,它的最大优点是使用寿命长(10h 充放电速率下可循环使用 1000 次),能提供较大的瞬时放电电流,低温性能好。目前大多数便携式设备均用小型镍镉电池来取代碳锌和碱锰等一次性电池。镍镉电池的缺点是成本较高,受热后容量易下降,除快充型外,均要求以较低充电速率充电且有“记忆效应”,因而每次充电前都需先放完电以恢复额定容量。报废电池中含有危害人类健康的镉,存在环境污染问题,现在部分国家已被限制生产。

(3) 镍氢电池。它是在镍镉电池基础上发展起来的,现在被广泛应用,其结构与镍镉电池类似,只是用一种金属合金取代阴极镉,充电时氢原子聚集在阴极并产生氢化金属,放电时氢被再次吸收,留下金属,它不存在记忆效应,能量体积比也高于镍镉电池且温度特性与镍镉电池相反,它的容量随温度的升高而增加,主要缺点是自放电速率较高。它的使用场合很广,凡是使用镍镉电池的地方均可用同一规格的镍氢电池代替。

(4) 锂离子电池。它因自放电速率小和单位体积容量大而具有良好前景,20 世纪 80 年代末才开始较广泛应用。主要用于体积小、寿命长、成本低的便携式设备和非易失性存

储器的后备电源。锂离子电池阳极为锂合金，阴极为碳或金属合金，均沉浸在含盐溶液组成的有机液体中，电池充放电时锂离子在两电极之间移动，由于它与镍氢电池相比所用材料密度很小，故能量密度要高1倍多，它的工作电压更高(3.6V)，充放电循环寿命更长(可达1200次)，自放电速率小，工作温度范围宽，将是今后二次电池商品化开发的重点。锂离子电池的致命弱点是怕过充电、过放电。其充电电源需要可靠控制电池电压，工作电压控制在2.7~4.1V之间，因而市场上见到的锂离子电池多以电池组形式出现，内部配备了保护电路，故电池的成本及体积也相应加大。

蓄电池充电电源提供电能给蓄电池，将其转化成化学能存储在蓄电池中，电源的负载是蓄电池，因此，蓄电池充电电源与其他直流电源在特性和功能要求上有所不同。

5.1 蓄电池应用与充电电源的发展

蓄电池作为一种储能设备，具有电压稳定、供电可靠、移动方便等优点，它广泛应用于国民经济的各个部门。例如：电动机动车辆、电力系统、煤炭矿山、不间断电源(UPS)和便携式电子产品等等。随着能源问题的日趋紧迫，蓄电池储能技术、充电时间、蓄电池寿命等问题成了重要的研究课题。

充电电源是与蓄电池相伴而生的，与蓄电池的应用和发展有着密切的关系，随着蓄电池在上述场合的广泛应用，与之配合的充电电源发展也日益引人注目。世界各国半导体器件生产厂家为了占领这个市场，纷纷推出自己的充电器集成电路新产品。但目前所使用的蓄电池在充电过程中普遍存在极化现象，极化是指电流通过蓄电池时，正负极板表面电位的偏移。蓄电池在充电过程中，除了电化学反应会使蓄电池的端电压升高外，蓄电池中产生的极化电压(共有三种：电阻极化、离子浓差极化、电化学反应极化)也会使蓄电池的端电压升高。极化电压将阻碍蓄电池充电，又使蓄电池在充电过程的中后期出气(泡)增多和温度升高，影响蓄电池的使用寿命。缩短蓄电池充电时间，防止充电对蓄电池寿命的伤害是的主要研究方向，现代充电电源发展趋势可总结为：

5.1.1 充电控制智能化

蓄电池充电电源采用数字控制，特别是计算机控制在充电电源中的应用，不仅可以实现充电电源和蓄电池组成闭环系统的实时控制和数据采集，同时可以根据取得的采用普通充电方法不容易或不可能取得的数据资料，为制定最佳充电方式提供依据。

5.1.2 高的电压、电流精度

随着电源技术的发展，电压、电流精度不断提高，不仅可以保证输出电压和电流精度，甚至可以自动补偿充电线和充电插头中的线路压降，保证电池侧的电压和电流精度。

5.1.3 控制策略非线性化

传统的恒压或恒流充电过程中，通常采用PID控制，而为了提高充电电源的性能，仅仅依靠PID调节是不能获得满意的控制精度的。随着控制技术和电力电子技术的发展，多种非线性控制方法被应用于充电电源控制中，提高充电电源与蓄电池性能的匹配性，提高充电电流波形与蓄电池可接受充电电流的吻合度，使充电电源的安全性变优。实现既增加充电电流的平均值又能够显著减少电池的出气量。

5.1.4 优良的输入、输出性能

早期常用的晶闸管充电电源随着导电角减小，充电电源的功率因数将明显下降，而且随着电池充电电压的增加，导电角会减小，功率因数会更低。为了提高充电电源的功率因

数，目前很多充电电源采用高频斩波器或高频开关电源结构，特别是高频开关电源，不仅可以获得高的功率因数，还可以达到小的体积和质量及高效率，开关电源正逐渐在很多场合取代相控电源为蓄电池充电。

5.1.5 充电电源的高频化

为了减小充电电源的体积和质量，降低充电电源的噪声，提高充电电源的开关频率是有效的方法之一。

5.1.6 充电电源的集成化

与电力电子技术发展趋势相同，目前在便携式电子产品使用的电池充电电源中，将主回路和控制回路集成于一体的集成化充电电源已被大量应用。集成化不仅使充电电源的设计、安装和调试变得方便，同时也在很大程度上能减小充电电源的体积和质量，提高充电电源的性能。

5.1.7 高安全性和完善的通信功能

5.2 常用蓄电池充电波形

由于每种蓄电池特性有所不同，所以每种几乎都有自己的特殊要求，蓄电池的充电方式总体上来说可以分为恒压充电和恒流充电，目前常用的各种蓄电池充电，均是由恒压充电过程和恒流充电过程组成整个充电过程。要获得良好的充电性能，蓄电池充电电源需要针对不同的蓄电池采用不同的输出波形。

图8.6-13~图8.6-15所示的是几种常用的充电电流波形，图8.6-13恒压充电仅适用于铅酸电池，充电电压稍高于电池电动势并限定电流。随着电池逐步充满，电流便自动降至较低值。这种方法的缺点是线路电阻的压降会带来测量误差。图8.6-14脉动直流充电是将市电变压后，经全波整流得到的脉动直流电，它经常工作在开环状态，整流后的电压不经过滤波和稳压，仅仅设置了限流电路后，直接为蓄电池充电。脉动电流充电有助于减小蓄电池记忆效应，但总体上来说电流仍是正向连续的，所以减小蓄电池记忆效应的能力较差，但其具有电路简单、成本低的优点，目前在很多场合被应用，该类型的蓄电池充电电源属于简易充电电源。图8.6-15(a)所示为脉冲电流充电，是用恒定幅值的脉冲电流对蓄电池充电，在两脉冲间的间歇期间检测充电状态，这样测量误差小。图8.6-15(b)所示为含有脉冲放电的充电法有脉冲充电的间歇期，能使电池瞬时放电，这样可以减少电池充电过程中产生的气体，并且可有效地减少蓄电池的记忆效应。图8.6-15(c)为大电流脉冲充电，是用不同占空系数的大电流脉冲对电池充电，其平均充电电流取决于总的脉冲宽度与间隔时间之比，此方法既可减少蓄电池的记忆效

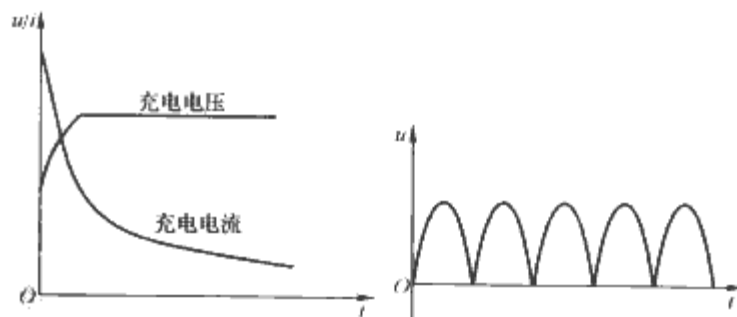


图 8.6-13 恒压充电

应，还可减少电池极板在充放电过程中产生的结晶体，使电池容量不致因结晶层过厚而减小，充电电流越小则产生的结晶层就越厚，充电电流在0.1C以下时电池就易损坏。因此最好用占空系数较小而幅度较大的脉冲电流进行充电。

5.3 蓄电池充电方式

充电方式分类如图8.6-16所示。目前，蓄电池应用较

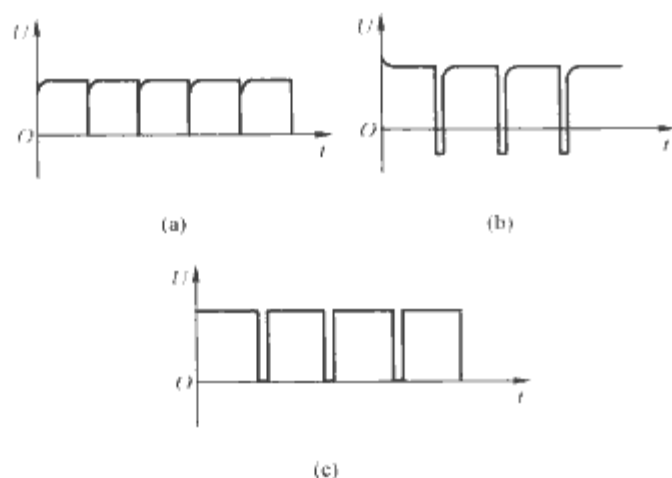


图 8.6-15 常用充电电流波形

(a) 脉冲电流充电; (b) 含脉冲放电充电;
(c) 大电流脉冲充电

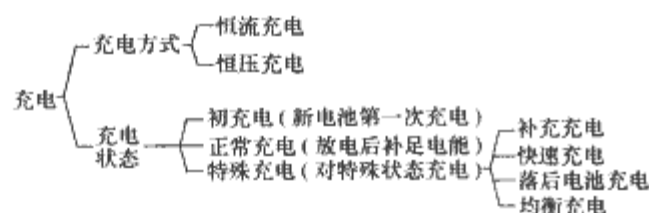


图 8.6-16 充电方式分类

多的是铅酸蓄电池、镍镉/镍氢蓄电池和锂离子电池等。蓄电池的充电电源需要按蓄电池的状态和特性选择不同的充电过程,一般蓄电池充电过程可分为初充电、快速充电、补充充电、涓流充电四个阶段,初充电是因为若对长期不用的或者新电池充电时,一开始就采用快速充电会影响电池寿命。因此,这种电池应先用小电流充电,迅速恢复电池电能。补充充电是补充电池自放电所消耗的电能。快速充电是为了快速恢复电池容量的充电。蓄电池若过充电,会对蓄电池产生伤害,为了避免过充电,一些充电器采用小电流充电。采用小电流充电时,电池内不会产生过多的气体,电池温度也不会过高,这个过程称作涓流充电。只要蓄电池接到充电电源上,低速率恒流充电电源就能对电池提供很小的涓流充电电流。电池采用小电流充电时,电池内产生的热量可以自然散去。涓流充电器的主要问题是充电速度太慢,例如,容量为1Ah的电池,采用C/10充电速率时,充电时间要在10h以上。此外,电池采用低充电速率反复充电时,还会产生枝晶,而且目前大部分涓流充电器中,都没有任何电压或者温度反馈控制,因而不能保证电池充足电后,立即关闭充电器。所以一般在正常充电时不用涓流充电。从充电状态来分可分为初充电、正常充电和特殊充电,特殊充电主要包括补充充电、快速充电、落后充电和均衡充电等四种充电状态;从充电方式来分,蓄电池的充电方式由恒流充电和恒压充电方式组成。

5.3.1 恒压式充电

以恒电压向蓄电池进行充电,在恒压充电过程中,电源加在电池两端的电压始终保持恒定,故称恒压式充电。该方式充电初期电流大,然后逐渐减小。虽然能在比较长的时间内保持最佳充电状态,但要求充电用整流器功率容量大。

恒压充电时,其电流为

$$I_r = \frac{U_r - E}{R_0} \quad (8.6-5)$$

式中: U_r 为充电电压; I_r 为充电电流; R_0 为蓄电池内阻; E 为蓄电池电压。

从式(8.6-5)可看出,充电开始时,由于电池电压(E)低,所以充电电流很大,但随着反应的进行,极化内

阻(R_i)逐渐增大,直到反应速度等于离子扩散速度时,极化内阻才稳定下来,因此出现了初期充电电流急速下降的现象;充电中期,随着电池电动势的增大,充电电流逐渐减小;充电末期,特别是充足电后,电池电动势不再增加,充电电流也就稳定下来(见图8.6-13)。

恒压充电法充电时,电压通常恒定在13.8V左右(额定电压为12V的电池),这样做可以减少水的分解,当恒定在较低电压时,还可避免气体的产生,由于充电末期电流很小,因此可以避免过充电。但此法存在如下缺点:充电初期电流过大,容易造成极板的弯曲和活性物脱落且充电电源必须适应充电初期的大电流;充电末期电流过小,使充电时间延长且容易充电不足。恒压充电方式在小功率铅酸蓄电池和锂电池充电中应用比较广泛。

部分恒压充电方式中,在初期采用增大电压调整率来限制电流的方式稳压充电方式,改善恒压充电性能,该方式适用于电瓶车辆的蓄电池反复充电。

5.3.2 恒流式充电

以恒定的充电电流向蓄电池充电,在充电过程中,充电电流始终保持恒定的方法,叫做恒流充电法。该方式在充电初期不会出现问题,在充电后期,如果检测充电完毕不及时切断充电,则会造成过充电而损坏电池。恒流充电时,其电压电流关系为

$$U_r = E + I_r R_0 \quad (8.6-6)$$

当 I_r 保持恒定时, U_r 将随着电池端电压的不断上升而上升,充电后期电池端电压升至13.8V左右(额定电压为12V的电池),如果不对充电电压进行限制,容易使电池处于过充电状态,则电池有大量的水发生分解,以及活性物质容易脱落使电池寿命缩短等缺点。这种充电方法充电电源比恒压充电法复杂,对铅酸蓄电池的危害比较大,一般不在铅酸蓄电池充电中应用,而大多应用于镍镉电池充电中。

5.3.3 先恒流后恒压式充电

在充电过程中,分为两个阶段进行,在充电初期按照稳流方式充电,用10h充电率电流进行恒流充电,当单体电池的端电压达到13.8V左右(以额定电压为12V的铅酸电池为例)时,改为第二阶段恒压充电,使单体电池的端电压恒定在13.8V左右进行浮充充电(见图8.6-17),这是用得比较多的典型充电方式。

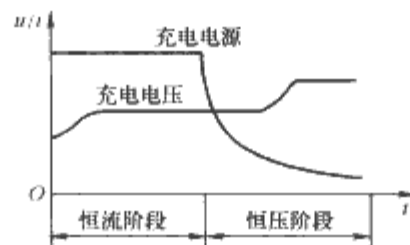


图 8.6-17 先恒流后恒压充电法曲线

采用这种充电方法,可以使电池在整个充电过程中保持不析气或微量析气状态,提高了充电效率。但是这种充电方式对于AGM蓄电池(玻璃棉吸附式蓄电池也俗称液体电池)来说,由于充电过程中没有较多的气体产生,则电解液容易出现层化现象,使电池的自放电增加,容量下降。该充电方法采用相位控制晶闸管整流器或者高频开关电源,加以相应的控制电路均可以实现,一般具有以下三个功能:

(1) 稳压精度要高。例如浮充电时电压波动需要控制在额定电压的1.5%以内。

(2) 能方便地调节从蓄电池放电完毕时的电压(每个电池1.7~1.8V)到均衡充电时的直流电压值(每个电池

2.26~2.4V)。

(3) 输出电压—电流特性具有限制过电流的下垂特性。

由于此种充电方式综合了上述两种充电方法的特点,所以目前较多的大功率 UPS 供电系统都是采用这种充电方式。

5.3.4 改进型充电方式

改进型充电方式有很多种类,但大多是建立在前面三种充电方式的基础上。

5.3.4.1 分级恒流充电方式

这种充电方式是在普通恒流充电方式的基础上发展而来的,即:在初期用较大电流进行充电,待充电一定时间后,改用较小电流,至充电后期采用更小电流。这种充电方式的效率较高,所需充电时间较短,充电效果也好,并且对延长电池寿命有利,但对控制电路有较高的要求。

5.3.4.2 低压恒压浮充方式

这种充电方式主要应用于 UPS 电源和通信电源中。它不同于以往将均充和浮充分开进行的方式,充电电源一直按照稳压限流的方式工作,蓄电池在浮充状态下渐渐补足失去的能量,直到充电至终止电压。这种充电方式具有原理简单、实现方便的优点,但有可能导致电池欠充,而且长时间充电会损害电池,加速电池自放电。

5.3.4.3 带有均衡充电的恒流恒压式充电

由于每次正常充电后,每个电池不可能将产生的硫酸铅 100% 恢复,另外单个电池的自放电率不一样,会引起铅酸蓄电池在正常使用过程中,端电压和电流密度不均衡。如果电池的不均衡性时间长,个别电池就会发生硫化而成为落后电池,因此需要对全组电池进行过量充电(见图 8.6-18),所以均衡充电又叫过量充电。

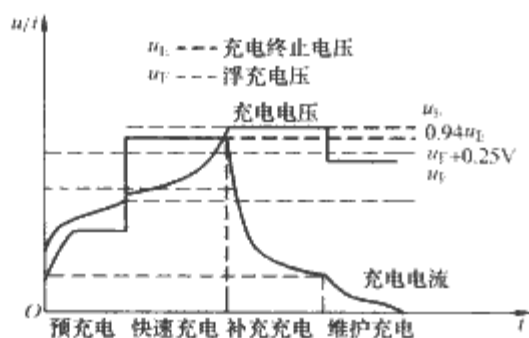


图 8.6-18 具有均衡充电的恒流、恒压充电曲线

采用这种方式,一般先用 10h 充电率电流充电,当单体电池的端电压达到 13.8V 左右(额定电压为 12V 的电池)时,采用均压约 14.1V 恒压对电池进行充电;当充电电流达到约为 20h 充电率的充电电流后,改为浮充电压充电。这种方式的充电,有利于最大化的使每节单体电池性能达到一致,消除电池组中不均衡问题,避免单体落后电池的产生,延长电池的使用寿命,但是这种充电方式的充电电源控制电路较复杂。

5.3.4.4 梯度恒压充电方式

梯度恒压充电方式综合了恒流充电方式和恒压充电方式的优点。在充电时,根据电流衰减情况逐步提高充电电压,这样,在充电初期(1~3h),电池电压呈直线上升;充电中期(3~7h),充电电流接近指数衰减;充电后期(8~12h),当充电电流小于设定值时终止充电。图 8.6-19 所示的是两段梯度式恒压限流充电曲线。

5.3.5 快速充电

采用上述种种充电方法,充电所需时间较长,若停电间隔不够长时,一次停电后很难将电池充足,再次停电时,就难以起到备用电源的作用。老式的慢速充电法之所以采取长

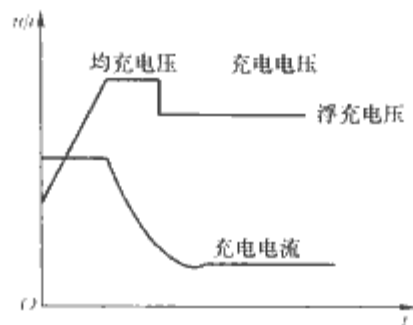


图 8.6-19 两段梯度式恒压限流充电曲线

时间、小电流对电池进行充电,主要是因为连续的充电过程中难以消除各种极化电压,只能采用降低充电速度和增加电能消耗的消极办法来保全电池的容量和使用寿命。要实现快速充电需要解决两个问题:①增大充电电流;②消除极化反应。第一个问题容易解决,而第二个问题即如何消除充电过程中电池内部的极化反应才是关键,因为充电电流大时,极化电压比小电流慢速充电时更大。快速充电分恒流充电和脉冲充电两种,恒流充电是以恒定电流对电池充电,脉冲充电是首先用脉冲电流对电池充电,然后让电池放电,如此循环,放电脉冲的幅值很大,宽度很窄。

5.3.5.1 电流递减式快速充电

由于在充电后期,电池可接受的充电电流是比较小的,这与蓄电池的电化学极化和离子浓度差极化有关,这个特性尤以铅酸蓄电池表现最为明显。在充电后期,如果仍以充电前期的大电流对蓄电池充电,尽管有脉冲在不断地去极化,但是其去极化的量与极化产生速度和累积量相比,显然是不能满足需要的,对此,可以根据多级恒流式和连续递减式充电电流曲线,来设计电流递减式快速充电装置。显然,采用多级恒流递减式或连续递减式快速充电,其目的是为了使充电中后期的充电电流更接近以最低出气率为前提的蓄电池可接受的充电电流,降低蓄电池温升,使正负极板不受或少受损伤,以保障蓄电池的正常使用寿命。

5.3.5.2 脉冲式充电

经过长期的实践发现,在停充期间,让蓄电池流过一个大脉冲电流(即通常所称的“脉冲放电”),可以在瞬间全部或大部分消除极化电压。通过脉冲放电将蓄电池内部的极化电压尽可能多地释放出来。蓄电池可接受的充电电流曲线如图 8.6-20 所示。

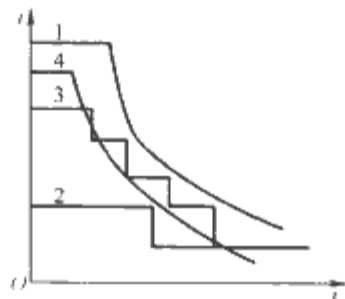


图 8.6-20 蓄电池可接受的充电电流曲线

图 8.6-20 给出了以下四条曲线:①蓄电池可接受充电电流曲线;②小电流慢速充电电流曲线;③多级恒流式充电电流曲线;④连续递减式充电电流曲线。由图 8.6-20 可知,在充电的初、中期,蓄电池可以接受比常规小电流慢充电大得多的充电电流。快速充电法是利用蓄电池在充电初、中期可接受较大充电电流的特性,结合停充、脉冲放电等去极化技术,在整个充电过程或充电中、后期,以一定频率对蓄电池停止充电和释放一定量的极化电压,使蓄电池可接受的充电电流得到增加,大大缩短充电时间。

由于恒流充电有一定的限制,目前快速充电在很多场合应用的是脉冲式充电,通常放电脉冲的幅值为充电脉冲的3倍左右。虽然放电脉冲的幅值与电池容量有关。但是,与充电电流幅值的比值保持不变,脉冲充电时,充电电流波形如图8.6-21所示。

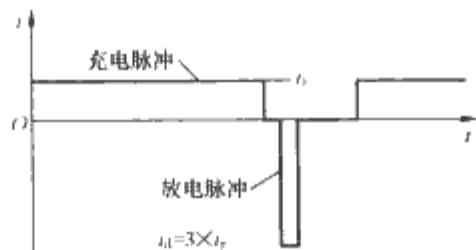


图 8.6-21 脉冲式充电电流曲线

以镍镉电池为例,在充电过程中,镍镉电池中的氢氧化镍还原为镍。在这个过程中产生的气泡聚集在极板两边,这样就会减小极板的有效面积,使极板的内阻增大。由于极板的有效面积变小,充入全部电量的时间增加。加入放电脉冲后,气泡离开极板并与负极板上的氧复合。这个去极化过程减小了电池的内部压力、温度和内阻。同时,充入电池的大部分电荷都转换为化学能,而不会转变为气体和热量。

充放电脉冲宽度的选择应能保证极板恢复原来的晶体结构,从而消除记忆效应。采用放电去极化措施后,可以提高充电效率并且允许大电流快速充电。

采用某些快速充电终止法时,快速充电终止后,电池并未充足电。为了保证电池充入100%的电量,还应加入补充充电过程。补充电速率一般不超过0.3C。在补充充电过程中,温度会继续上升。当温度超过规定的极限值时,充电器转入涓流充电状态。

存放时,镍镉电池的电量将按照C/30到C/50的放电速率减小,为了补偿电池因为自放电而损失的电量,补充充电结束后,充电器应自动转入涓流充电过程,使电池总处于充足电状态。

5.4 常用蓄电池充电电源

由于蓄电池的负载特性影响,决定了充电电源需要具备的功能和相应的结构,目前我国的充电电源主要有两种类型:硅整流充电电源和开关电源式充电电源。

5.4.1 硅整流充电电源

国内硅整流充电电源有三种:①手动调压硅整流装置;②手动及自动硅整流装置;③可逆变运行的硅整流装置。手动调压硅整流装置应用正在逐渐减少,目前应用比较多的硅整流充电电源是采用晶闸管整流调压,典型结构如图8.6-22所示。该整流器具有稳压、稳流充电和逆变放电的功能。整流器采用三相全控桥式整流电路,当KM1触点闭合时,整流器作充电用,可以根据充电性能需要切换开关S和调整给定调节器,做浮充电、补充电或者均衡充电。由于采用了直流互感器进行电流反馈,可以获得稳流特性以及截流(下垂特性)作用,从电阻 R_f 上取得反馈电压信号,可以获得稳压特性;当KM2触点闭合(KM1同时分断,两者相互联锁)时,同时触发器发出的脉冲处于大于 90° 的范围,使整流器转为逆变器,蓄电池可以通过全控桥电路向电网反馈能量,获得放电效果。

蓄电池是一种反电势负载,为使负载电流连续,在整流器中接入平波电抗器 L 。由于电抗器有电感,晶闸管流过的电流缓慢上升在触发导通后能建立起掣住电流以上的电流值,不宜采用窄脉冲作为触发脉冲。

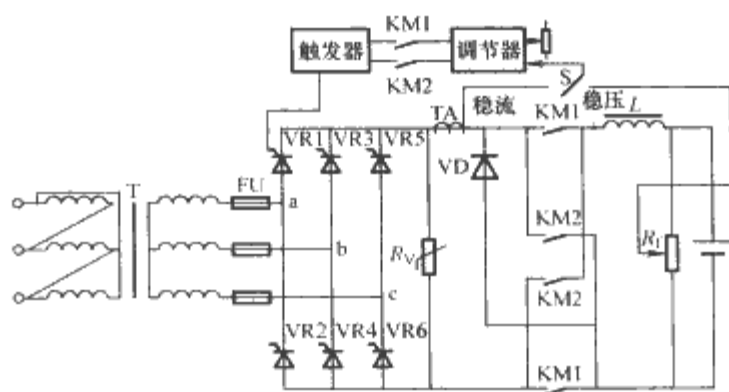


图 8.6-22 蓄电池充放电整流器原理图

电阻 R_f 不仅作为电压反馈时候的取样电阻,而且在整流电压的瞬时值克服电池反电势时,确保晶闸管能平滑地过渡电流,并能改善整流器空载特性。快速熔断器FU保护晶闸管不受过电流侵害,压敏电阻 R_V 吸收直流电路中产生的过电压,二极管VD为电抗器 L 提供续流电路,以免除电路断流时产生过电压和保证全控桥的正常工作。

充电整流电源的电流、电压特性如图8.6-23所示,其中图8.6-23(a)是浮充电的特性,图8.6-23(b)是均衡充电的特性,图中的下垂特性能够被整定在110%额定电流值。

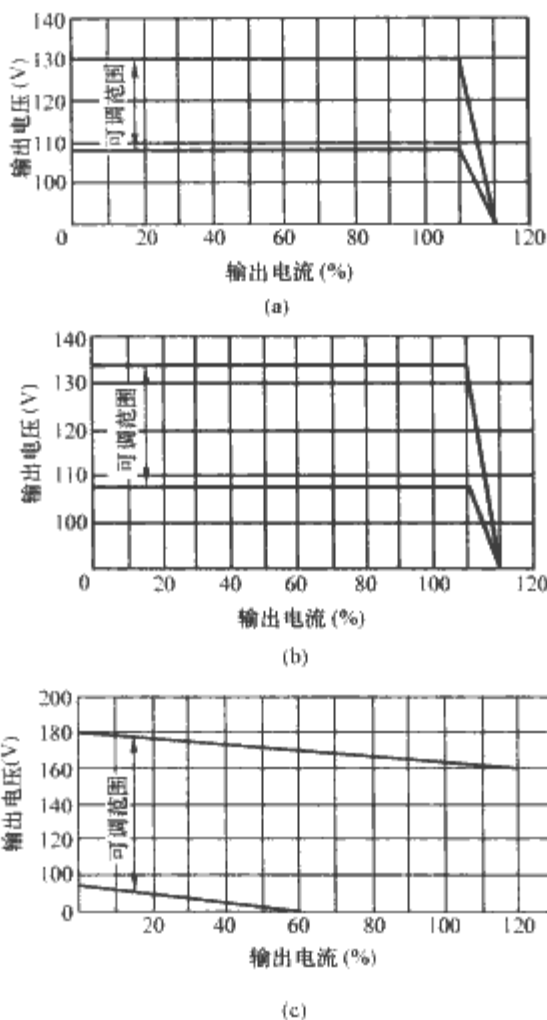


图 8.6-23 充电整流电源电压、电流特性

(a) 浮充电特性; (b) 均衡充电特性; (c) 手动充电特性

在蓄电池初充电或者修理后再充电时,要使最终充电电压达到每个2.7V。在自动控制发生故障时,要求能手动调节充电。即使在手动情况下,要求整流器能有每个1.8~2.7V的充电电压调节范围。图8.6-23(c)是手动充电时的电流、电压特性。

快速充电电源具有充电时间短,充电容量足,耗电少等优点,图8.6-24是控制充电间隙和短时脉冲放电的快速充电电源主电路原理图。直流开关放电回路的工作原理是先触

发导通晶闸管 VR8 和 VR7、蓄电池通过 L_4 向 R 放电, 同时电容 C 充电, 当 C 充足电压后, VR8 电流小于维持电流自行关断。当需要停止放电时, 触发导通 VR9, 在电容 C 的放电电流作用下, VR7 关断, 放电过程结束。快速熔断器 FU4 在直流开关电路故障造成过电流的情况下切断电流, 保护放电支路元器件。

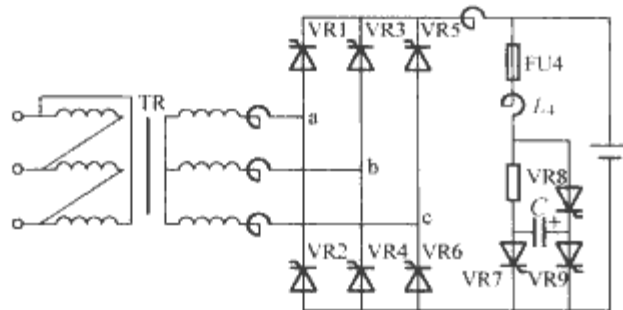


图 8.6-24 晶闸管快速充电电源主电路原理图

晶闸管快速充电电源充放电电流波形如图 8.6-25 所示。图中充电时间最长可调至 3s, 间隙时间为 t_2 、 t_4 , 最长可以调至 450ms, 放电时间 t_3 最长可调至 100ms。时间和顺序控制可以用很多电路方式实现。

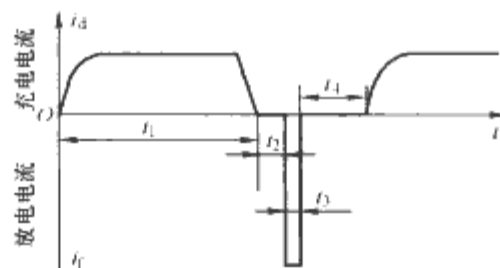


图 8.6-25 晶闸管快速充电电源充放电电流波形

5.4.2 开关电源式充电电源

开关电源式充电电源是 20 世纪 90 年代开始出现的一种性能优良的充电装置, 它是伴随着大功率可控器件 (如 IGBT、MOSFET 等) 出现以及相关控制电路技术的成熟而逐渐发展起来的, 具有功率因数高、滤波效果好、充电波形易于控制、体积小、可靠性高等优点。

由于开关电源的特点, 绝大多数 AC/DC 和 DC/DC 变流器电路均可以作为蓄电池的充电电源拓扑。图 8.6-26 是移相 ZVZCS-PWM 变流器充电电源原理图。

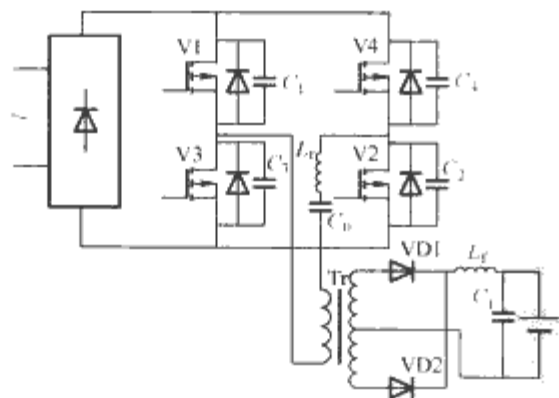


图 8.6-26 移相 ZVZCS-PWM 变流器充电电源原理图

在图中: 由 V1~V4 四个功率 MOS 管 (内并体二极管) 组成全桥电路, V1 和 V2 构成超前桥臂, 实现电压过零时关断; V3 和 V4 组成滞桥后臂, 它们在一次电流为零时导通; C_1 、 C_2 分别为 V1、V4 的寄生电容, C_0 为隔直电容, L_r 是串在一次谐振支路的饱和电感, T_r 为功率输出变压器, L_f 为滤波电感。控制电路可采用 UC3875 集成电路芯片, 它可输出 4 组恒频 PWM 方波来实施对 V1~V4 开关管相位调节。

图 8.6-27 所示充电电源是由 DC/DC 变流器、充电控制器和放电控制器组成。图中 DC/DC 变流器为系统提供可调

的直流电压, 可以由任何种类 DC/DC 变换电路构成, 由充电开关管变 V1 实现脉冲电压对电池充电, 在充电电流停止期间, 由放电开关 V2 管实现短时深度放电。V1、V2 触发脉冲如图 8.6-28 所示, 该电源可实现图 8.6-29 中的脉冲快速充电控制波形。

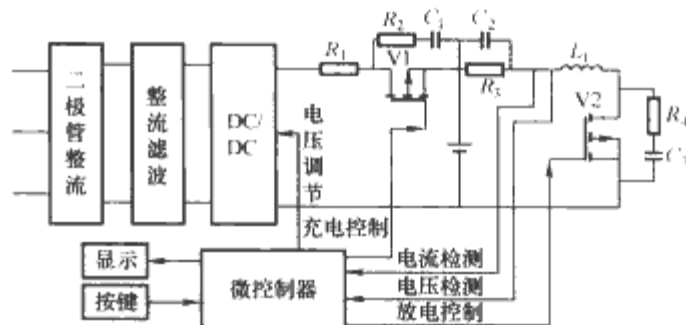


图 8.6-27 开关电源式脉冲快速充电电源

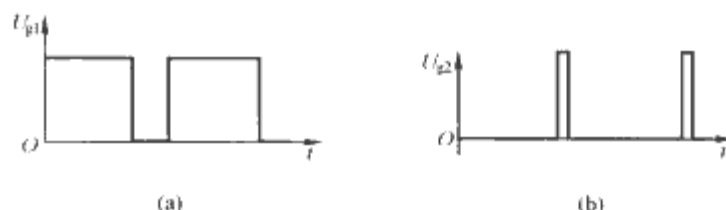


图 8.6-28 脉冲快速充电控制波形图
(a) V1 触发脉冲; (b) V2 触发脉冲

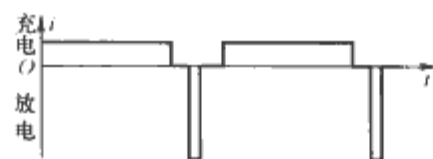


图 8.6-29 V1、V2 触发脉冲

6 焊机电源

焊接是一种应用极为广泛的加工方法, 电焊是焊接方法中的一个大类, 根据工艺不同, 电焊可分为很多种, 不同的弧焊工艺需要配备不同的焊机电源。

6.1 焊机电源定义与分类

电焊机是一种用电能产生热量加热金属而实现焊接的一种设备。按其焊接热源原理的不同有电弧焊机和电阻焊机两种基本类型。电弧焊机是通过电弧产生热量熔化金属结合处而实现焊接, 根据工艺特点的不同可分为: 手工弧焊、埋弧焊、气体保护焊、等离子弧焊等; 电阻焊机则是将强大的电流通过被焊金属结合处, 利用接触电阻产生热量将金属塑熔并加压而实现焊接, 其主要可分为: 电焊、凸焊、缝焊和对焊。目前电焊机以电弧焊机和电阻焊机为主, 应用最广。随着电源技术和焊接工艺的发展, 还产生了其他新能源或新焊接原理的焊接设备。电焊机分类如图 8.6-30 所示。

图 8.6-30 的分类是以加工工艺特点为分类依据, 作为

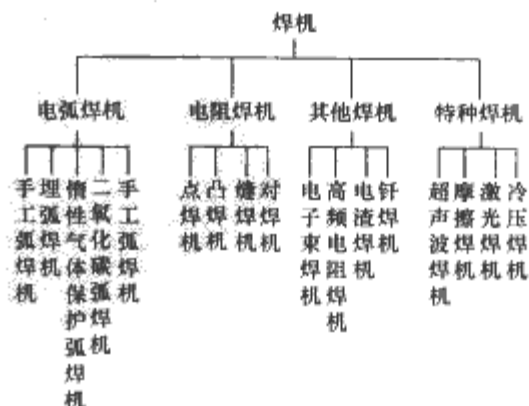


图 8.6-30 电焊机分类

电焊机最主要组成之一的焊接电源,不同的焊接工艺也有着不同的特性要求,本章节主要介绍直流弧焊电源和电阻焊电源,其他焊机电源由于有的不属于电力电子技术范畴,有的属于交流电源或脉冲电源,在此不作详细介绍。

6.2 弧焊电源

电弧焊接是接在焊接电源上的两个电极(焊条或焊丝为一极,工件为另一极)之间产生气体介质强烈放电现象。弧焊电源是电弧焊机中的主要部分,是对焊接电弧提供电能的一种装置。弧焊电源主要可分为直流弧焊电源、脉冲弧焊电源、交流弧焊电源和逆变式弧焊电源四类。

6.2.1 弧焊电源特点和要求

弧焊电源用来提供电能,在两极之间产生电弧。电弧燃烧时,两个电极之间的电弧电压和电弧电流之间存在一定的关系,表示电弧稳态电压与稳态电流之间关系的曲线称为电弧静特性。焊接电弧是非线性负载,当电弧电流从小到在很大范围内变化时,焊接电弧的静特性近似呈U形曲线,故也称U形特征,如图8.6-31所示。

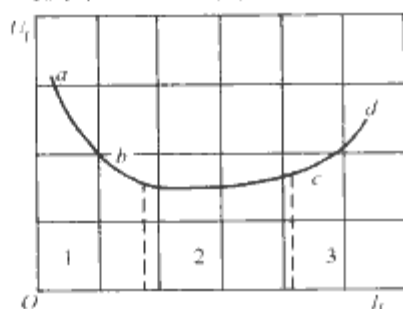


图 8.6-31 电弧静特性

在弧柱区,可以把弧柱看作一个近似均匀的导体,其电压降可表示为

$$U_z = I_z R_z = I_l \frac{l_z}{S_z \gamma_z} = j_z \frac{l_z}{\gamma_z} \quad (8.6-7)$$

式中: R_z 为弧柱电阻; l_z 为弧柱长度; S_z 为弧柱截面积; γ_z 为弧柱电导率; j_z 为弧柱电流密度。

从式中可见,当弧柱长度(l_z)不变时, U_z 与 j_z 和 γ_z 有着确定的关系。

从图8.6-34中可以看出,一般电弧的静特性有3个不同区域:

当电流较小时(图中1区, ab 段): 电弧电压随电流的增加而减小。在该阶段电弧电流较小,弧柱截面积(S_z)随电流 I_l 的增加而扩大且 S_z 扩大较快,使 $j_z = I_l/S_z$ 降低。同时 I_l 增加使弧柱的温度和电离度均增高,因而弧柱电导(γ_z)增加,根据式(8.6-7)可知, γ_z 增加和 j_z 减小均会使 U_z 下降,属下降特性。

当电流稍大(图中2区, bc 段): 电弧电压基本不变,电弧电流中等大小, S_z 随电流 I_l 成比例增加, j_z 基本不变,此时 γ_z 不再随温度增加。故 U_z 近似为常数, b_c 呈水平形状。此区间电弧特性属平特性。

当电流更大时(图中3区, cd 段), 电弧电流很大,随着 I_l 的增加, γ_z 仍基本不变, S_z 不再扩大, j_z 随 I_l 的增加而增加,所以 U_z 随 I_l 增加而增加,为上升特性。

在另一方面,作为供电的焊机电源是对焊接电弧提供电能的装置,在电源内部参数一定的情况下电源输出电压(U_d)与输出电流(I_d)之间也存在着一定的关系,称为电源的外特性。一般电源的外特性如图8.6-32所示。在电焊过程中,构成了“电源—电弧”系统,根据图8.6-33可知,不同电弧(如 $L_2 > L_1$)的静特性,其电弧电压随弧长增大

而增大,在电源电压一定的情况下,过分增大弧长,可能导致断弧。为了满足

$$U_z = U_d, I_z = I_d \quad (8.6-8)$$

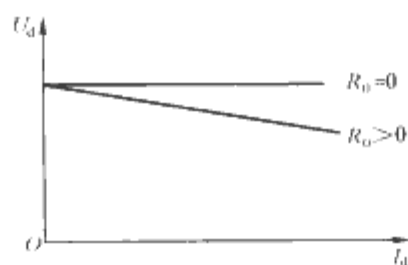


图 8.6-32 一般电源外特性

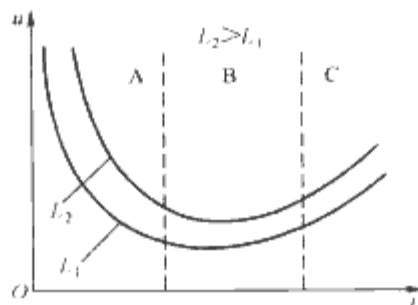


图 8.6-33 常用电弧静特性曲线

为满足式(8.6-8),电源外特性必须能与电弧静特性相交。如图8.6-34所示,电源外特性与电弧静特性相交于A点和B点,这两个交点确定了系统的静态稳定状态。而实际应用中,影响 u 值稳定的因素是来自于外界干扰而引起的电弧静特性或电源外特性发生的变化。如图8.6-34所示, $U_d = f(I)$ 为电源外特性,而 $U_z = f(I)$ 为电弧的静特性,两特性的交点为静态工作点。为使其稳定工作,在工作点处必须满足 $du_d/dI < du_z/dI$,即在交点处电源外特性斜率必须小于电弧静特性斜率。在图中有A、B两个交点,当在B点运行时,如有干扰使电流稍增加,因电源电压低于电弧所需电压,能使电流回复到原来的工作点B,故B为稳定工作点。在A点因干扰而导致电流稍有增加时,由于在电流增加方向电源电压高于电弧所需电压值,这将使电流继续增加,直到B点为止,故A点为不稳定工作点。

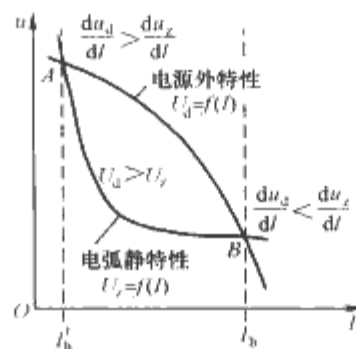


图 8.6-34 电源外特性和电弧静特性的稳定工作点

弧焊电源是电弧焊机的核心部分,主要用来提供电能产生电弧,其负载是电弧,在电气性能和工艺适应性上具有其独特的要求。

工艺适应性方面要求有:

- (1) 保证引弧容易。
- (2) 保证电弧稳定。
- (3) 保证焊接规范稳定。
- (4) 具有足够宽的焊接规范调节范围。

对电气性能要求主要分为三个方面:

- (1) 对弧焊电源外特性的要求。电源的外特性形状除了

影响“电源—电弧”系统的稳定性之外，还关联着焊接规范的稳定，只有一定形状的电弧静特性配合适当的电源外特性，才能既满足系统的稳定条件，又能保证焊接规范稳定。此外弧焊电源外特性还影响到电源的引弧性能、熔滴过渡过

程和使用安全性等方面。弧焊电源外特性一般可分为下降特性及平特性（稍有上升者可划分在平特性范围内）两类。不同的焊接工艺对弧焊电源的外特性有不同的要求。表 8.6-11 和表 8.6-12 列出了弧焊电源的各种外特性。

表 8.6-11 各种外特性形状及适用范围 (1)

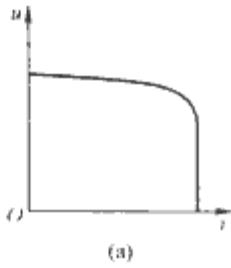
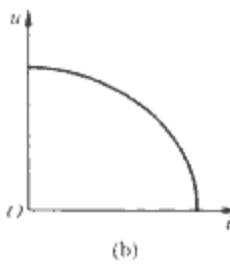
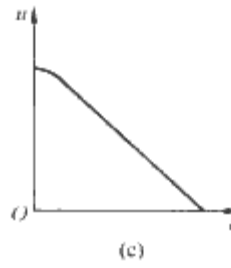
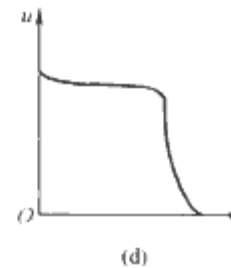
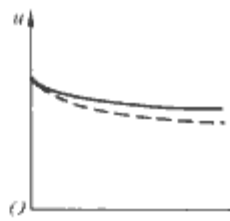
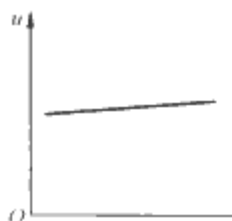
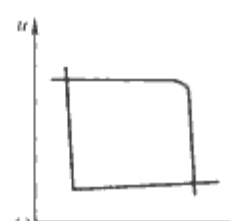
外 特 性	下 降 特 性			
波 形				
特 征	在运行范围内 $I_1 = \text{常数}$ ，又称垂直下降特性或恒流特性	$U = f(I)$ 图形接近 1/4 椭圆，又称缓降特性，其焊接电流变化较恒流特性大	在运行范围内 $U = f(I)$ 图形接近一斜线，又称缓降特性	在运行范围内恒流带外拖，外拖的斜率和拐点可调节
一般适用范围	钨极氩弧焊，非熔化极等离子弧焊	一般焊条手工弧焊，变速送丝埋弧焊	一般焊条手工弧焊，特别适合立焊、仰焊。粗丝 CO_2 焊，埋弧焊	一般焊条手工弧焊

表 8.6-12 各种外特性形状及适用范围 (2)

外 特 性	平 特 性		双阶梯特性
波 形	 <p>(e)</p>	 <p>(f)</p>	 <p>(g)</p>
特 征	在运行范围内 $U = \text{常数}$ ，又称恒压特性，有时电压稍有下降	在运行范围内随电流增加电压稍有增高，有时称上升特性	由 [型] 型外特性切换而成双阶梯外特性
一般适用范围	等速送丝的粗细丝气体保护焊和细丝（直径 $< 3\text{mm}$ ）埋弧焊	等速送丝的粗细丝气体保护焊（包括水下焊）	熔化极脉冲弧焊，微机控制的脉冲自动弧焊

(2) 对弧焊电源空载电压的要求。弧焊电源空载电压需要遵循以下几点原则：①保证引弧容易：由于焊条和工件表面常常有锈污或杂质，所以需要较高的空载电压将高电阻的接触面击穿，形成导电通路，因此空载电压愈高愈有利；②保证电弧稳定燃烧：要求 $U_d \geq (1.8 \sim 2.25) U_h$ ；③保证电弧功率稳定：要求 $2.5 > \frac{U_d}{U_h} > 1.57$ ；④具有良好的经济性：一般情况下，空载电压越高，电源需要的铜材需求越多，质量越大；⑤保证人身安全：为确保焊工安全对通用焊接电源空载电压必须加以限制。

(3) 对弧焊电源稳态短路电流的要求。在焊接过程中，当电弧引燃和金属熔滴过渡到熔池时经常发生短路，如果稳态短路电流过大或过小都不能满足加工要求，一般要求稳态短路电流 I_{wd} 对焊接电流 I_z 的比值范围为： $2 > \frac{I_{wd}}{I_z} > 1.25$ ，该值取决于弧焊电源外特性工作部分至稳态短路之间的曲线形状。

6.2.2 弧焊电源的现状与发展

弧焊电源作为电弧焊机的主要部件，是随着电弧焊机整体技术发展而发展的。目前，国内电焊机以手工电弧焊机、MIG/MAG 焊机、埋弧焊机、TIG 焊机和埋弧焊机等为主体，与这些电弧焊机匹配的电源有直流弧焊电源，也有交流弧焊电源。直流弧焊电源目前仍以晶闸管式弧焊整流器为主体，带平衡电抗器、双反星形电路的晶闸管弧焊整流器和三相全控桥式电路的晶闸管弧焊整流器应用非常广泛。旋转式机已基本被淘汰，硅弧焊整流器虽然与直流弧焊发电机相比具有易造好修、质量小，外特性形状较多，噪声小等优点。但由于其具有工频变压器和电抗器，整流电路为不控整流（见图 8.6-35～图 8.6-37）。从图中可以看出，该直流焊机的动特性和外特性主要由图中的电抗器来进行调节，逆变式弧焊电源已大部分采用了晶体管、场效应管和 IGBT 等新型电子元器件，其工作频率范围为 20～100kHz，并在很多场合部分替代了弧焊整流器，但其可靠性虽然与一般手工弧焊机相比尚有差距，但在很多应用场合中已占

有相当的比例。高频逆变式整流焊机电源是一种高性能、高效率、省材料的新型焊机电源,代表了当今焊机电源的发展方向。由于焊机电源的工作条件恶劣,频繁地处于短路、燃弧、开路交替变化之中,因此可靠性成为关键问题。目前高频逆变式整流具有很好的可靠性,额定焊接电流可达 500A。

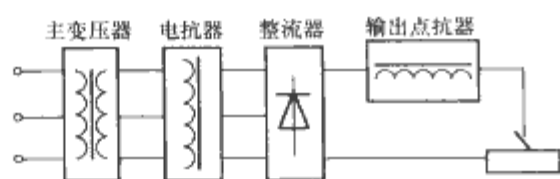


图 8.6-35 硅弧焊整流器的组成

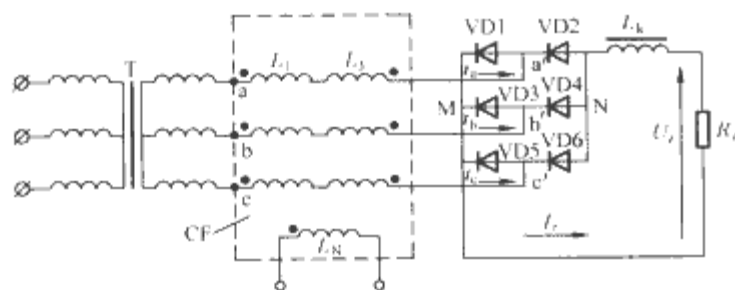


图 8.6-36 无反馈磁放大器式弧焊整流器的基本电路

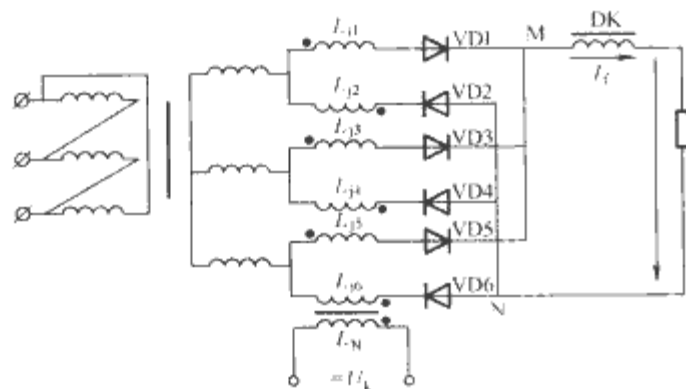


图 8.6-37 全反馈磁放大器式弧焊整流器的原理电路

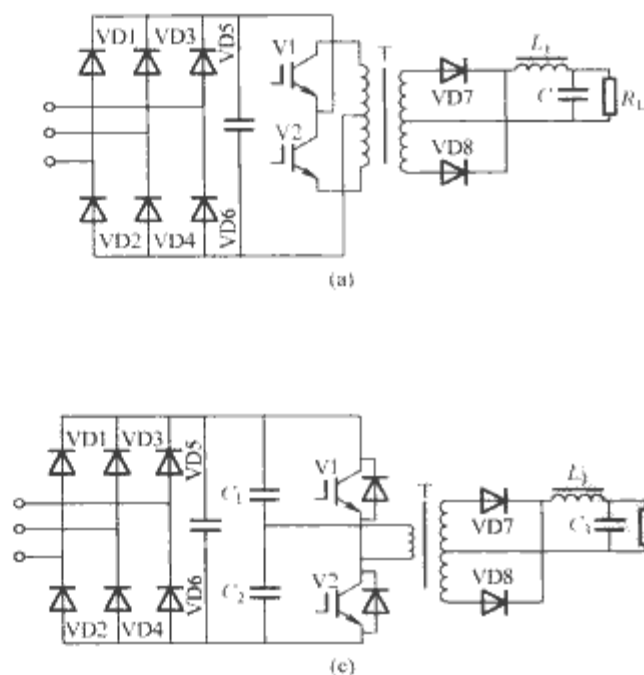


图 8.6-39 常用的开关电源型弧焊电源主回路

(a) 推挽变流器; (b) 全桥变流器; (c) 半桥变流器; (d) 正激变流器

6.2.3 晶闸管式弧焊整流器

一般晶闸管式弧焊整流器电源的结构如图 8.6-38 所示, 主要由变压器、晶闸管整流器和输出电抗器组成, 外特性主要由闭环控制改变移相整流角来实现, 晶闸管整流电路以三

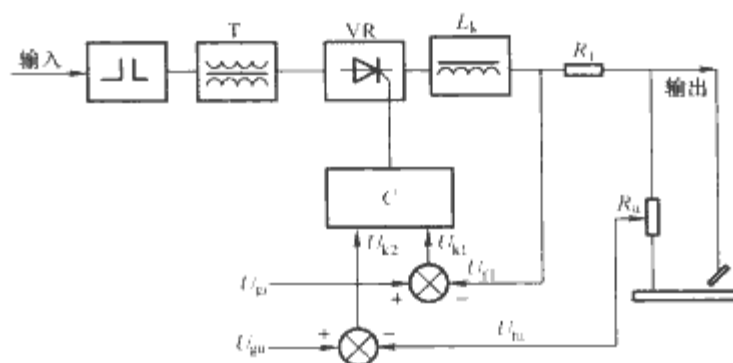


图 8.6-38 一般晶闸管式弧焊
整流器电源的结构

相桥式全控整流、三相桥式半控整流、六脉半波整流和 12 脉整流为主, 这几种整流电路在本章第 2 节已做过简要介绍, 这里不再重复。

6.2.4 开关电源型弧焊电源

开关电源型弧焊电源是将高频 AC/DC、DC/DC 变换电路应用于直流弧焊电源中,由于工作在高频状态下,给电弧焊电源在结构和性能上带来了突出的特点:高效节能、体积小、质量小,并具有良好的弧焊工艺特性。常用的开关电源型弧焊电源主回路如图 8.6-39 所示。单相或三相 50Hz (或 60Hz) 的交流网路电压经二极管不控整流得到较高电压的直流电之后,通过高频开关电源进行降压,得到所需要的安全电压。在开关电源型弧焊电源中常常具有高频变压器,将低压的直流输出与一次的高压直流隔离开,其中功率器件可为晶闸管、晶体管、场效应管或 IGBT 等。

弧焊逆变焊接电源输出外特性要适用于各种弧焊工艺要求。借助电子电路和电弧电压、电流反馈信号的配合,改变

大功率开关电子器件的开关时间或频率随输出电流变化的规律,就可以对弧焊逆变器外特性任意控制,常用的几种外特

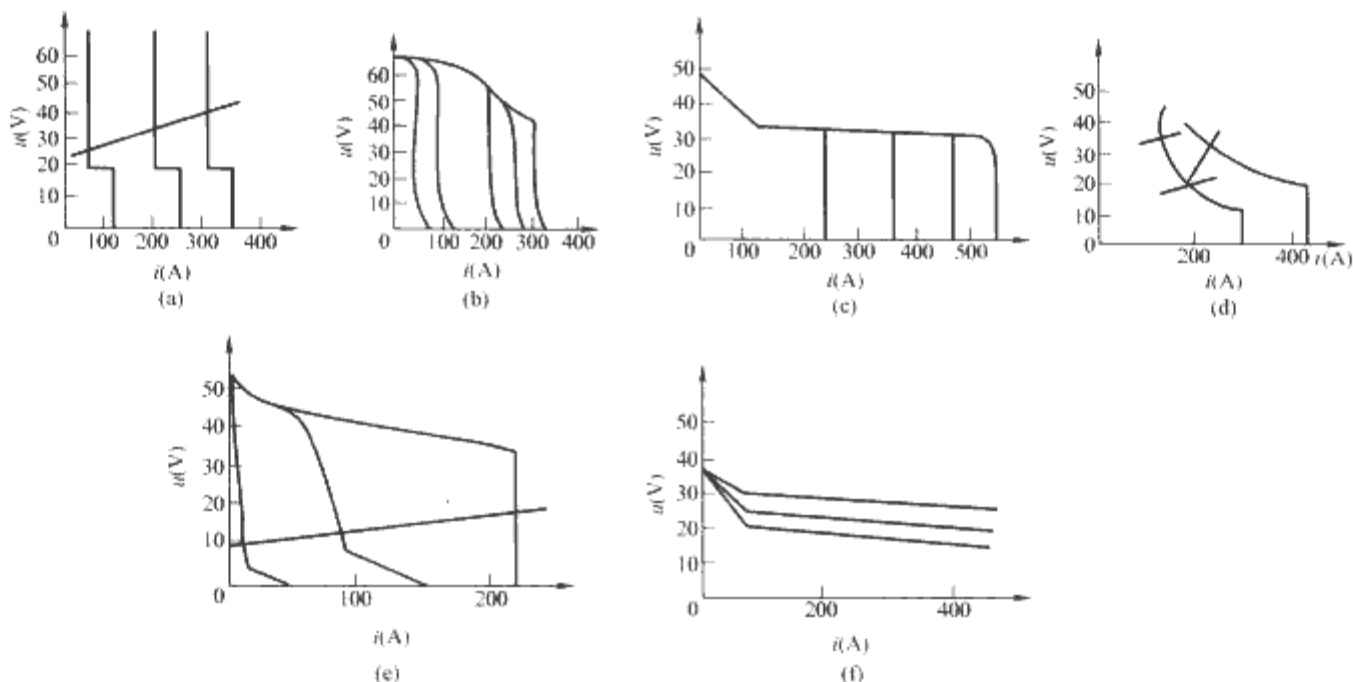


图 8.6-40 常用的几种外特性曲线
(a)、(b) 用于手工弧焊外特性；(c)、(d) 用于不熔化极气体保护焊的外特性；
(e)、(f) 用于熔化极气体保护焊的外特性

性曲线如图 8.6-40 所示。

外特性的控制（包括焊接规范调节）一般通过改变功率开关管开关时间（脉冲宽度）和脉冲占空比来实现。外特性控制方式大致有两种：

6.2.4.1 定频率调脉宽（PWM）方式

脉冲电压和频率不变，通过改变逆变器开关电子器件的开关时间来调节输出电压。由于频率恒定，滤波电路的设计容易，晶体管、场效应管和 IGBT 逆变器多采用这种控制和调节方式。

6.2.4.2 定脉宽调频率（PFM）方式

电压、电流脉冲宽度不变，通过改变开关工作频率来调节输出电压、电流。由于调频、滤波电路要求要能适应较宽的频段，晶闸管式弧焊逆变器多采用这种调制方式。此外，也可采用上述两种方式混合一起调节。

6.3 电阻焊机

6.3.1 电阻焊机电源与特点

电阻焊机是利用大的电流通过被焊金属，利用被焊区电阻（主要是接触电阻）产生热量，并施加挤压而焊合的一种焊接设备。焊接区所产生的热量，可根据焦耳定律确定，为

$$Q = \int_0^t i^2(t) R(t) dt \quad (8.6-9)$$

以有效值表示，上式可简化为

$$Q = I^2 R t \quad (8.6-10)$$

式中： $i(t)$ 为通过焊接区的瞬时电流值； $R(t)$ 为两电极间的总电阻，包括工件电阻与接触电阻，它们均是时间的函数； t 为焊接电流流通时间。

电阻焊机按其焊接方式的不同，一般有点焊机、凸焊机、缝焊机和对接机等几种类型。采用的电源有工频、低频、直流冲击波、二次整流与电容储能等。电阻焊机一般由供给焊接热能的阻焊变压器、二次侧电压调节机构、焊接回路、焊接电流通电时间和焊机操作程序的控制调节装置以及对焊件拖压、夹紧或移动的机械传动装置等几部分组成。其控制装置方框图如图 8.6-41 所示。

一般电阻焊电源具有如下特点：

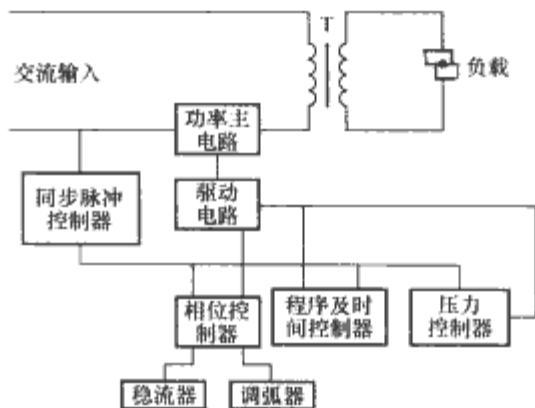


图8.6-41 工频电阻焊机控制装置方框图

(1) 由于电源对工件要提供瞬时大电流，因而要求电源二次侧电压低（固定式焊机不超过 12V，分体悬挂式点焊机不超过 24V）、回路阻抗小（一般在几微欧到几十微欧内）。

(2) 功率大（变压器功率一般在几十至几百 kVA。甚至可达上千 kVA），并且具有较好的调节性能。调节方便，控制精确。

(3) 工作不连续。电阻焊电源的负载持续率比一般弧焊电源低。

在电阻焊电源中，焊接电流及通电时间的控制一般采用电磁接触器或电力电子器件（如晶闸管、IGBT 等）来实现。常用电阻焊主电路如图 8.6-42 所示。电阻焊机控制系统除能对电源的电流大小和通电时间进行精确控制外，对不同种类的焊机由于焊接要求的不同，其电源通电方式和电极压力的控制方式也有所变化，控制系统能对其进行精确地控制，以使被焊工件达到焊接工艺要求。

图 8.6-42 所示的常用电阻焊电源主电路中，图 8.6-42 (a) 为单相交流电阻焊电源，8.6-42 (e) 为脉冲型电阻焊电源，其他为直流电阻焊电源，这些电源均应以晶闸管作为电源中的开关器件。随着电力电子器件的发展，在很多场合，IGBT 被应用替代晶闸管，作为电源中的开关器件，并获得了良好的输出特性。下面以 IGBT 为开关器件的逆变式直流电源为例分析其实际系统结构。

6.3.2 IGBT 逆变式电阻焊机电源

逆变式电阻焊机电源具有体积小、质量小、高效节能等优点。电阻焊的瞬时功率大，目前，国内外逆变式电阻焊机主电

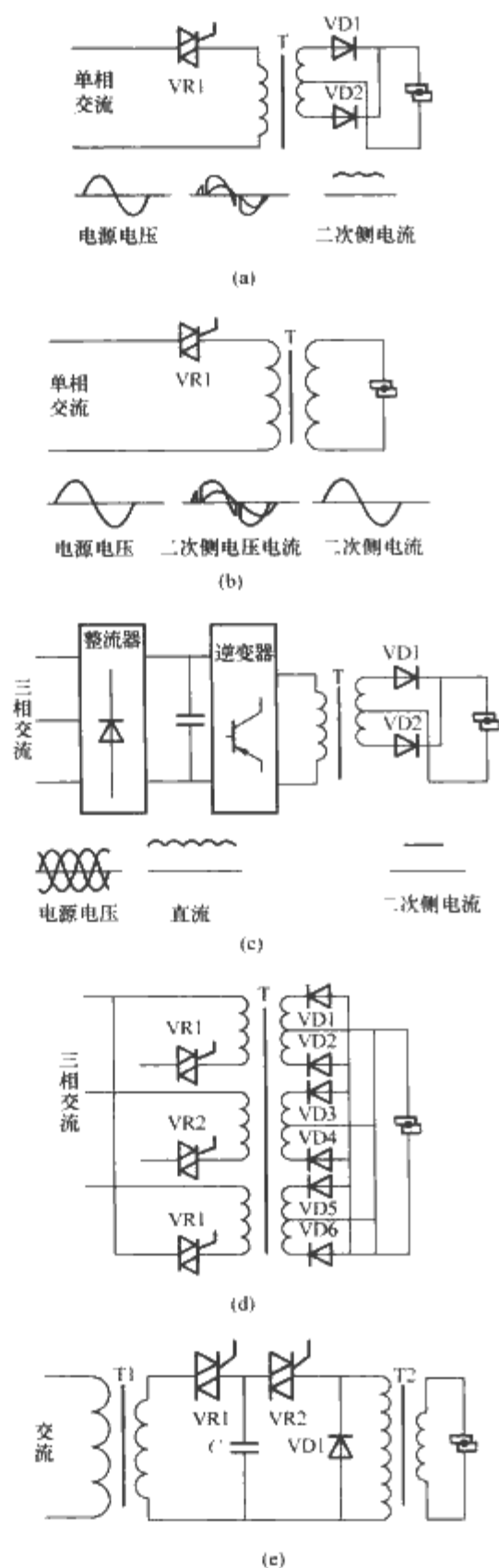


图 8.6-42 常用的电阻焊电源主电路

- (a) 单相交流电源；(b) 单相二次整流电焊电源；(c) 逆变式直流电源；
(d) 三相二次整流点焊电源；(e) 脉冲型电阻焊电源

路结构大多采用全桥式逆变电路。逆变器的功率开关器件通常选择晶闸管、GTR、IGBT 和 MOSFET 等。由于 IGBT 兼有 GTR 及 MOSFET 功率器件的优点，目前应用较为广泛。

以 IGBT 为开关器件组成的全桥逆变式二次整流点焊电源结构框图如图 8.6-43 所示。

由于逆变直流点焊机空载电压很低（一般都在 10V 以下），为保证电源效率，二次整流输出电路一般采用全桥形式。该电源主电路采用 IGBT 模块全桥逆变，这种电路工作可靠性高，能满足大功率电阻焊机的输出要求。逆变后的方波电压送至主变压器降压后，经大功率快恢复整流二极管变成直流焊接电源。由于输入交流电源的频率与变压器铁心截面积成反比，故提高变压器输入电源的频率，可以减小铁心截面积，以此来降低变压器的体积和质量。主变压器

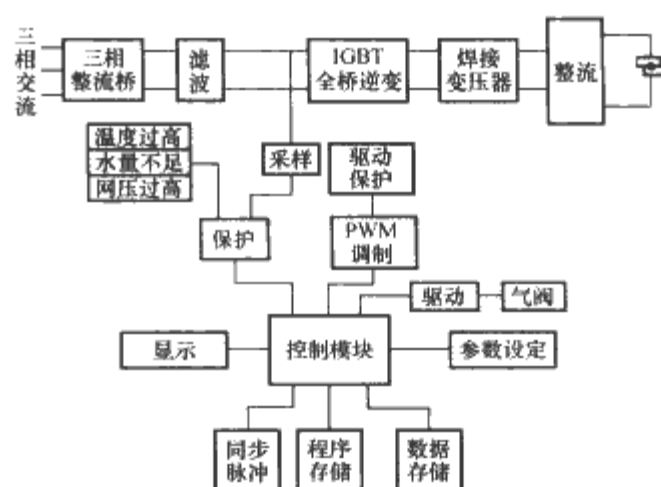


图 8.6-43 IGBT 全桥逆变式二次整流点焊电源结构框图

是采用漏磁少的环氧树脂浇注结构。快恢复二极管的恢复时间要短，否则会导致二次电流尖峰和逆变开关管的电流尖峰，该尖峰电流不仅危及开关管的安全，还会引起尖峰感应电压，产生干扰源破坏逆变器的正常工作。主变压器和整流二极管的二次回路要尽量短，以减少损耗。整流输出的直流焊接电源热效率高，无电流尖峰，熔核不易破裂而产生飞溅，直流焊接时被焊工件的动态电阻比交流时大，故发热快，熔核生长快，能形成稳定熔核的电流范围宽。

逆变式电阻焊机与一般工频电阻焊机的不同点在于有逆变器，这是逆变电阻焊机的核心部分，如图 8.6-44 所示。如何保证逆变器的稳定可靠运行是极为重要的问题。

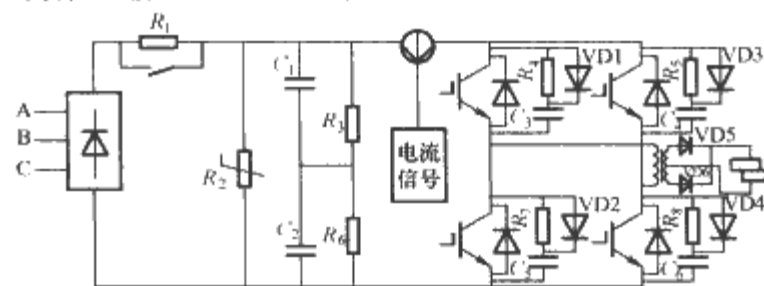


图 8.6-44 逆变式电阻焊机

7 其他直流电源

7.1 直流操作电源

直流电源屏作为控制、保护、合闸等重要装置的供电电源，在变电站、发电厂、大中型企业等的供电系统中占有重要地位，它的性能及可靠性直接影响到供电系统的正常安全运行。随着配电网自动化及无人值守变电站的推广应用，对直流电源屏的性能和自动化水平都有较高要求。早期使用的直流电源屏大都采用相控式低频晶闸管整流充电及直流稳压装置。这类装置的反应速度慢、调节精度差、效率低，一般不配备微机通信接口。高频开关电源装置的应用将大大提高直流电源屏的可靠性，它不仅可大大减小直流电源屏的体积和质量，便于实现无人值守和远程监控，而且该装置效率高，有较高的可靠性。一般直流屏有三种形式：蓄电池组直流电源、电容储能直流电源和复式整流电源。图 8.6-45 所示为常用的蓄电池组直流电源屏结构。

该直流电源屏由隔离变压器、蓄电池组、充电装置、直流稳压装置、硅链降压装置等组成。交流供电电源经隔离变压器后，一路进入直流稳压装置供给控制母线稳定的直流电压，另一路经充电装置整流稳压后供给蓄电池组进行充电或浮充电，同时提供给合闸母线稳定的直流电压。在合闸母线与控制母线间连接有硅链装置，系统正常运行时流过硅链的电流很小，处于热备用状态；当交流供电电源停电或直流稳

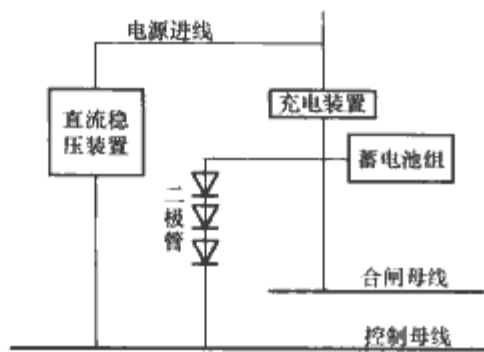


图 8.6-45 常用的蓄电池组直流电源屏结构

压装置故障时,电池组可以通过硅链降压后继续提供给控制母线一定的电压,保证控制母线的不间断供电。图 8.6-46 是高频直流电源屏结构的一种,主要是将直流屏中的直流电源以高频开关电源替代早期的整流电源。

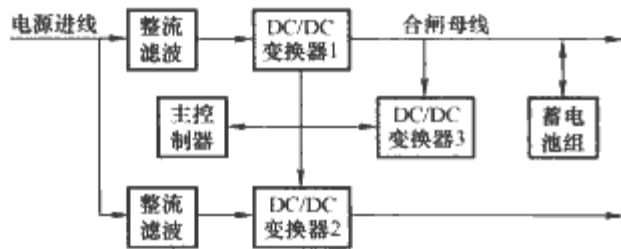


图 8.6-46 高频直流电源屏结构

直流电源屏的基本要求为:

- (1) 供电可靠。要求在一次电路发生故障的情况下,它才能保证二次回路正常工作。
- (2) 有足够的容量。能保证二次回路执行其跳、合闸的功能。
- (3) 其电流类别应与二次回路中控制、保护装置的类别要求相适应。
- (4) 经济简单,运行维护方便。

7.2 电弧炉用直流电源

直流电弧炉与交流电弧炉相比能够改善电动机的消耗,电弧稳定、电压闪烁、噪声低,电弧传热功率高熔池搅拌力强和设备简单等优点,近些年来在电炉炼钢中应用越来越广。

电弧炉炼钢是通过电极与炉料间放电产生电弧,使电能

在弧光中转变成热能,并借助辐射和电弧的直接作用加热并熔化金属和炉渣。直流电弧炉的电源装置主要包括电源设备、控制设备及大电流线路、炉体及其弧形架机构、炉盖及其提升与旋转机构、电极升降机构、炉底导电电极系统、液压系统和冷却水及压缩空气系统等几部分组成。其中电源系统是将高压交流电经变压、整流后转变成稳定的 200~500V 直流电。常用电弧炉直流电源整流电路如图 8.6-47 所示。

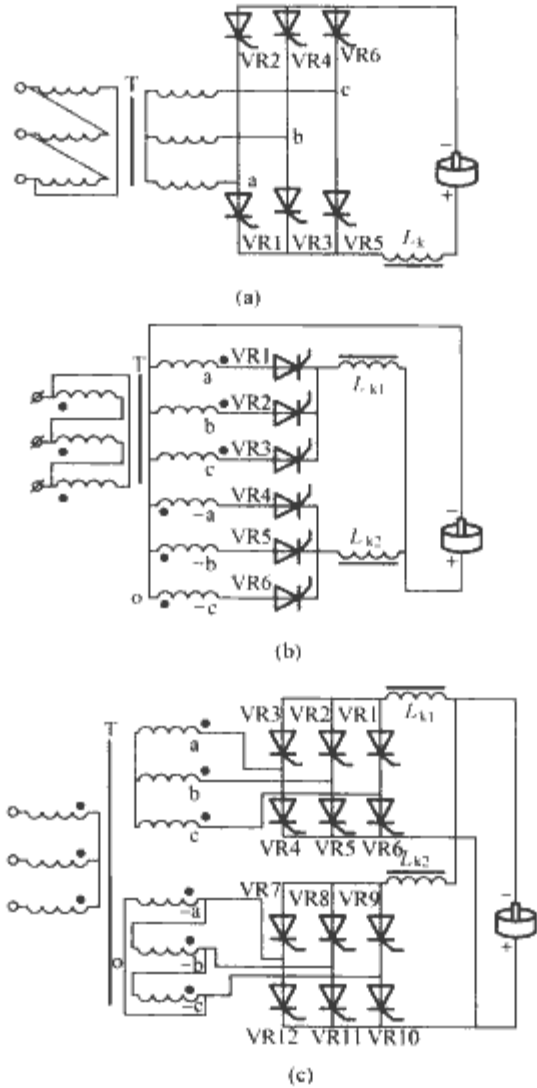


图 8.6-47 常用电弧炉直流电源整流电路
(a) 三相桥式整流; (b) 双反星形整流; (c) 12 脉冲桥式整流

第7章 交流电源

1 交流稳压电源

1.1 交流稳压电源定义和分类

交流稳压电源,顾名思义,就是能给负载提供幅值稳定工频交流电的电源。

交流稳压电源有很多种类,也有几种分类方法。按市场上约定俗成的习惯说法,交流稳压电源包括全自动型、参数型、净化型(含精密型)、宽限型、数控型、补偿型及开关型等。按其工作原理,交流稳压电源可以分为4类,即参数调整型、自耦调整型、大功率补偿型及开关型。本节将按后面一种分类方法分别介绍。

1.2 交流稳压电源主要技术指标

1.2.1 稳态性能指标

(1) 源电压范围。源电压范围是指除了源电压以外的其他量符合基准条件下输入电压范围。一般情况下要求输入电压在额定值的 $-15\% \sim 10\%$ 范围内变化,也有的要求适应范围更大一些。

(2) 源电压效应(亦称电压调整率)。源电压效应通常用 S_U 表示,定义为仅由输入电压的变化而引起输出量变化的效应,除了源电压以外的其他量应符合基准条件。改变量是源电压,被测量是输出电压的稳态值。当负载为额定值时,将输入电压按源电压范围由额定值向上调到上限值和往下调到下限值,测出输出电压的最大变化量。源电压效应应用下式表示

$$S_U = \frac{\Delta U_{\max}}{U_{\text{on}}} \times 100\% \quad (8.7-1)$$

式中: ΔU_{\max} 为输出电压在输入电压往上或往下调节时,变化的最大值; U_{on} 为输出电压额定值,V。

(3) 负载效应(亦称负载调整率)。负载效应通常用 S_I 表示,定义为仅由于负载的变化引起输出量变化的效应。除负载以外的其他量应符合基准条件。改变量是负载(输入电压一般取标称值),被测量是输出电压的稳态值。负载电流取 $0 \sim 50\%$ 、 $50\% \sim 100\%$ (由小到大,再由大到小),测试的负载效应应用下式表示

$$S_I = \frac{\Delta U_{\max}}{U_{\text{on}}} \times 100\% \quad (8.7-2)$$

式中: ΔU_{\max} 为输出电压在负载变化时,变化的最大值; U_{on} 这个值越小越好,它是衡量交流稳压电源性能的一个重要指标。

(4) 输出电压相对谐波含量(亦称输出电压失真度)。输出电压相对谐波含量通常用 THD 表示,这一指标理论上定义为谐波含量的总有效值与基波有效值之比,即

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \quad (8.7-3)$$

式中: U_n 为 n 次谐波电压有效值; U_1 为基波电压有效值。

在实际测试时,基波有效值难以测量,而用输出电压的

总有效值 U 代替 U_1 ,即

$$THD \approx \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U} \quad (8.7-4)$$

当负载为额定值,源电压的失真度满足基准条件时(一般应小于 3%),在源电压为最低值、额定值和最高值时测量输出电压的失真度,取其最大者。这个值也是越小越好。

(5) 效率。这是交流稳压电源的一项重要指标,其定义是所有的影响量均在基准条件下,输出的有功功率 P_o 与输入的有功功率 P_i 之比,即

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% \quad (8.7-5)$$

当输入和输出电压、电流均为正弦波时,也可定义如下

$$\eta = \frac{U_o I_o \cos \varphi_o}{U_i I_i \cos \varphi_i} \times 100\% \quad (8.7-6)$$

式中: U_o 、 I_o 、 φ_o 为输出电压、电流(有效值)及二者的相位差; U_i 、 I_i 、 φ_i 为输入电压、电流(有效值)及二者的相位差。

必须指出,如果 U_o 、 I_o 或 U_i 、 I_i 中任何一个量是非正弦波时,式(8.7-6)是不能直接使用的。同理,也不能用普通按正弦波刻度的平均值检波式仪表进行测量,否则将产生较大的测量误差,这时必须选用专门的数字式仪表进行测量。

(6) 负载功率因数。负载功率因数指的是输出电压与电流之间相位差的余弦值 $\cos \varphi$ 。这个指标反映了交流稳压电源带感性及容性负载的能力。一般的交流稳压电源,负载功率因数约为 0.8 。负载功率因数较小时,表示电源设备适应电抗性负载的能力较强。

交流稳压电源的稳态指标还有输出功率、输入频率、源频率效应、温度效应、随机偏差(时间漂移)、空载输入功率、源功率因数(此值越大越好,最大为 1)、源电流相对谐波含量、音频噪声等项。

1.2.2 动态性能指标

交流稳压电源的动态指标主要是观察输出电压在源电压阶跃和负载阶跃情况下的最大过冲幅值和瞬态总恢复时间(亦称响应时间)。

源电压阶跃情况下输出电压的最大过冲幅值指的是突然改变源电压(一般由额定值突升 $5\% \sim 10\%$ 和突降 $5\% \sim 10\%$),输出电压由额定值(一般观察峰值点)至上冲总量的差值(取绝对值),此值越小越好,一般交流稳压电源不应超过 $40V$ 。

源电压阶跃情况下瞬态总恢复时间指的是从阶跃量作用时刻算起至输出电压峰值恢复到额定情况为止的时间。此值越小越好,一般交流稳压电源不应超过 $200ms$ 。

负载阶跃情况下输出电压的最大过冲幅值和瞬态总恢复时间指的是在突然改变负载电流(一般由输出电流额定值的 $30\% \sim 50\%$ 突升和突降,再做输出电流额定值的 $80\% \sim 100\%$ 的突升和突降。为了简单起见,也可以做由空载至半载的突升和突降后,再做半载至满载的突升和突降),观察

输出电压的最大过冲幅值和总恢复时间。过冲幅值及总恢复时间计算方法与源电压阶跃情况相同，一般交流稳压电源的要求值也分别为 40V 和 200ms。

动态性能指标还有起动冲击电流及开关机过冲电流等项目。

1.2.3 抗干扰（电磁兼容）性能指标

一般情况下，多做重复脉冲敏感度（亦称尖峰干扰抑制能力）测试，测试仪器可用尖峰干扰模拟器。通常以 1kW 负载为测试条件（低于 1kW 的产品取标称功率），以叠加在输入电源上的电压为 400~500V、宽度为 10μs 的尖峰脉冲进行测试。观察被测电源设备输出端的残余脉冲电压，用对应输入尖峰脉冲的开路电压值（或衰减比）来表示。对于抗干扰型电源而言，当输入尖峰电压为 2kV 时，输出残余脉冲电压应小于 40V。

此外，还有电源瞬态敏感度、传导干扰、电源快速瞬变脉冲群（亦称脉冲串）敏感度以及电涌（亦称浪涌）敏感度等测试项目。

1.2.4 其他指标

（1）安全指标。一般有 3 个项目：绝缘电阻、耐压和泄漏电流，还有爬电距离及电气间隙等项。

（2）可靠性指标。用平均无故障时间 MTBF（亦称平均故障间隔时间）来表示，它有专门的试验和计算方法。

（3）环境指标。包括温度、湿度、振动、冲击、运输等项目试验。

还有各种保护、报警显示、监控等项目。

1.3 参数调整（谐振）型交流稳压电源

铁磁稳压器是在稳压技术文献中记载最早的一种交流稳压器，它始于 20 世纪 30 年代末，主要有铁磁稳压器、稳压变压器及磁饱和型稳压器等几种基本类型。这里只讨论在这些基本类型上结合电力电子技术发展起来的可控型稳压变压器、磁放大器式改进型（即精密型）及净化型交流稳压电源。

1.3.1 可控型稳压变压器

可控型稳压变压器是为了克服一般稳压变压器的缺点（如产品的输出电压不能调整，对电源频率敏感，负载调整能力差，铁心和线圈损耗大等）而发展起来的。稳压变压器输出电压所以能恒定不变，其根本的原因是二次铁心始终工作在饱和磁化工作状态。同可控型铁磁稳压器原理一样，对稳压变压器进行可控稳压，要使稳压变压器二次铁心工作在线性磁化状态，而由外电路的开关来模拟二次铁心的饱和，此时二次铁心线圈仅做普通变压器使用。其典型电路包括：可变磁通复位可控稳压变压器、使用直流谐振电容的可控稳压变压器及两个磁分路的可控稳压变压器等。

图 8.7-1 所示是两个磁分路的可控稳压变压器电路结构图，是在一般稳压变压器结构上又增加了一个磁分路 S_2 、控制线圈 N_K 、双向晶闸管 VR 以及相应的反馈控制电路。通过 U_r 可以在一定范围内调节输出电压的大小。

假设控制线圈匝数 $N_K = N_2$ ，则输出电压半周期平均值可由下式计算

$$\bar{U}_o = \frac{4N_2\Phi_m f \times 10^{-8}}{1 - 2K(t_p f)} \quad (8.7-7)$$

式中： Φ_m 是磁分路 S_2 铁心中的饱和磁通值； f 为输入电压的频率； t_p 为控制线圈 N_K 的工作时间； $K = \frac{R_{S2}}{R_{S2} + R_k}$ ； R_{S2}

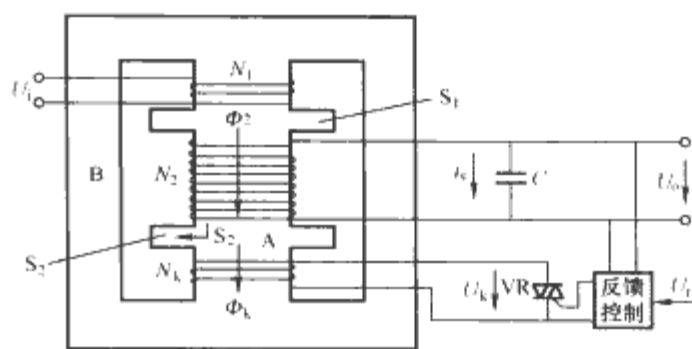


图 8.7-1 两个磁分路的可控稳压变压器结构图

和 R_k 分别为第二磁分路和控制线圈铁心的磁阻。

可控稳压变压器的优点是电路简单、稳定性好、可靠性高，但存在体积大，输出电压稳定精度不高，响应速度慢，调压范围窄等缺点。适用场合主要是对可靠性及抗干扰性能有特殊要求的场合。

1.3.2 磁放大器式改进型（精密型）交流稳压电源

磁放大器式改进型的交流稳压电源也称“精密型交流稳压器”，其交流调整回路主要由双向晶闸管调感支路、三次谐波滤波器、五次谐波滤波器等组成，基本原理图如图 8.7-2 (a) 所示。TA 是自耦变压器， L_1 、 L_2 、 L_3 是不饱和电感器， L_2 和 C_1 组成三次谐波滤波器， L_3 和 C_2 组成五次谐波滤波器，则有以下两式成立

$$\omega_0 L_2 = \frac{1}{9\omega_0^2 C_1} \quad (8.7-8)$$

$$\omega_0 L_3 = \frac{1}{25\omega_0^2 C_2} \quad (8.7-9)$$

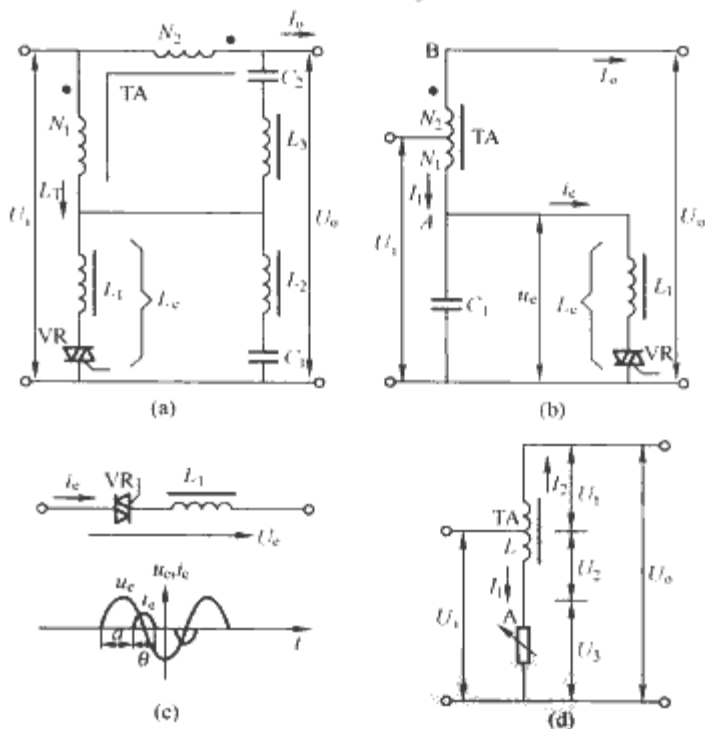


图 8.7-2 磁放大器式改进型原理图

(a) 主电路；(b) 简化电路；(c) 波形图；(d) 等效电路

三次谐波滤波回路的阻抗为

$$Z_3 = j\omega_0 L_2 - j \frac{1}{\omega_0^2 C_1} = -j \frac{8}{9\omega_0^2 C_1} \quad (8.7-10)$$

五次谐波滤波回路的阻抗为

$$Z_5 = j\omega_0 L_3 - j \frac{1}{\omega_0^2 C_2} = -j \frac{24}{25\omega_0^2 C_2} \quad (8.7-11)$$

可见，三次和五次谐波对基波而言均呈容性且容抗远大于感抗， L_2 、 L_3 可以忽略，如果不考虑 C_2 时，则交流调整回路可以简化为图 8.7-2 (b)。

L_1 与双向晶闸管串联支路的等效电感为

$$L_e = \frac{L_1}{2 - \frac{1}{\pi} (2\alpha - \sin 2\alpha)} \quad (8.7-12)$$

式中: α 是双向晶闸管 VR 的触发延迟角 (以 L_e 两端电压 U_e 过零点起算, 至 L_e 上电流 I_e 出现时为止); I_e 存在期间即 VR 的导通角 θ [见图 8.7-2 (c)]。也就是说, 等效电感量的大小与 VR 的导通时间长短有关, 或者说 L_e 与 C_1 并联回路的总电抗, 将随着 VR 导通角的不同而变化, 当 VR 全导通时回路呈感性, 全截止时回路呈容性, 所以可以把它看成一个可变电抗 Z , 这时的等效电路如图 8.7-2 (d) 所示。当 Z 变化时, 引起自耦变压器 N_1 绕组中电流 I_1 的变化, 从而引起自耦变压器 N_2 绕组中电流的变化, 即引起补偿电压 U_2 的变化。由于可变电抗 Z 的性质随着 VR 导通情况发生变化, 即 U_2 的极性 & 大小都会随市电及负载的变化产生相应的变化, 从而可以达到稳定输出电压的目的。

磁放大器式改进型交流稳压电源原理如图 8.7-3 所示。图中 TA 为自耦变压器, 其中间抽头 (B 点) 接输入电源 (U_1), 铁心电感 L_1 及双向晶闸管 VR 接 TA 下端 (A 点), 通过控制双向晶闸管导通角度的大小, 改变 L_1 的电感量, 来调整输出电压。其控制电路主要由与市电同步的锯齿波发生器、输出电压采样电路、比较器、触发器及保护电路等 5 个部分组成。由输出采样电路反馈输出电压的大小 (转换成直流) 与锯齿波电压进行比较, 比较后产生的脉冲信号送至触发器去触发双向晶闸管, 通过改变 ΔU 的大小调整输出电压。

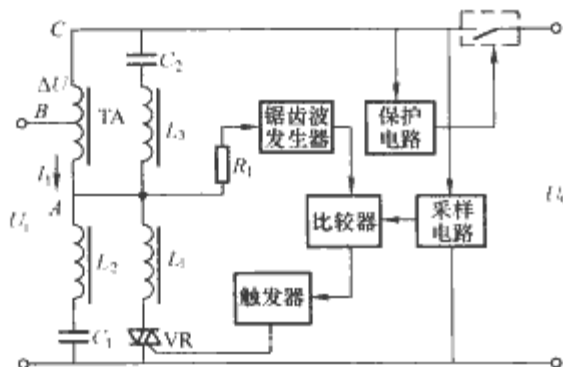


图 8.7-3 磁放大器式改进型交流稳压电源原理图

这类交流稳压器的优点是抗干扰性能好、稳压精度高 ($\leq \pm 1\%$)、响应快 (40~60ms)、电路简单、工作可靠; 缺点是带非线性负载时有低频振荡现象, 输入端电流失真度大, 源功率因数较低, 输出电压对输入电压有相移。

该类电源由于具有稳压精度较高, 抗干扰性好, 响应速度快等优点, 可应用于如精密仪器、音响设备、医疗仪器等要求稳压精度高的场合。

1.3.3 净化型交流稳压电源

净化型交流稳压电源实际上是磁放大器式改进型电路的再改进。这里所谓的“净化”是从“空气 (或水) 过滤”引申过来的, 从市电输入的电源经过这种稳压器后, 其叠加在输入电压上的各种干扰被明显滤除, 实际上是由图 8.7-4 中 C_1 、 N_2 、 C_2 组成 π 形滤波器起的作用。

常用净化型交流稳压电源主电路如图 8.7-4 所示。由图可见, 与图 8.7-2 (a) 中的主电路部分很接近, 主要区别是: 原五次谐波滤波电感 L_3 绕在自耦变压器 TA 的铁心上, 与 TA 的 N_1 、 N_2 共铁心, 原三次谐波滤波电感 L_2 不用了。可以说, 这种改进型是图 8.7-2 (a) 的简化, 把原来 4 个铁磁器件 (TA、 L_1 、 L_2 、 L_3) 改为两个 (TA、 L_1), 从而使主电路器件数量减少。图中 TA 的 N_1 、 N_2 绕组与电感 L_3 处于线性耦合状态, N_1 与 N_2 仍然构成自耦变压器, 由 N_2

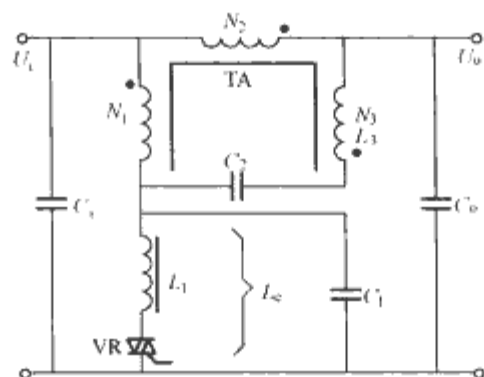


图 8.7-4 常净化型交流稳压电源主电路

取得补偿电压。外接电容 C_2 与电感 L_3 串联, 其作用与图 8.7-2 (a) 相同。

VR、 L_1 支路的等效电感 L_e 与电容 C_1 组成并联回路, 若忽略 L_1 绕组的电阻时, 其并联电路的等效阻抗为

$$Z_e = \frac{j\omega L_e}{1 - \omega^2 L_e C_1} \quad (8.7-13)$$

$$L_e = \frac{L_1}{2 - \frac{1}{\pi} (2\alpha - \sin 2\alpha)} \quad (8.7-14)$$

Z_e 的大小和变化主要取决于 L_e , 即取决于 VR 触发延迟角 α 的变化。 α 的最大调节范围, 对应输入电压 U_1 的最大适应范围。

从应用的角度看, 净化型交流稳压电源具有以下优点:

(1) 输出电压可以控制, 属于可连续调整式, 配合闭环反馈控制电路可以构成比较精密的交流稳压电源。

(2) 动态响应速度快, 过冲幅度小, 线性电感器具有抗源电压暂态干扰能力。

(3) 输出电压谐波较小, 对于要求电压总谐波含量不超过 5% 的交流稳压电源来说, 可以不必另加滤波器。

(4) 对源电压的共模干扰具有较好的抑制作用。

净化型交流稳压电源也存在以下缺点:

(1) 输入电压适应范围有限, 要拓宽稳压范围, 就会失去良好的动态特性, 因此不宜制作宽范围稳压器。

(2) 源电流的谐波分量较多, 限制了它在大功率场合下的应用。

(3) 空载电流较大, 主要是无功电流, 这一点不利于电网对用电负载性质的要求, 为合理用电, 不宜让其工作在轻载或空载。

在适用范围方面, 净化型交流稳压电源广泛适用于对抗干扰要求较高且输入电压波动范围较小的场合。

1.4 自耦 (变比) 调整型交流稳压电源

自耦调整型交流稳压电源的功率输出部分是一台可调式自耦变压器, 将其配置合适的电子电路, 使输出电压能自动调整到设定的范围内。传统的自耦调整型交流稳压器采用伺服电动机带动滑臂使炭刷在自耦调压器绕组表面作滑动运行, 以达到稳定输出电压的目的。这种稳压器由于其调节原理上未采用电力电子技术, 故在此不作讨论。本节将讨论的是借助电力电子器件来调整变压器一次侧抽头或者对变压器二次绕组进行分段组合以实现输出电压稳定的两种典型自耦变比调整型交流稳压电源, 由于这种电源的控制电路都可以用数字逻辑电路或单片机来实现, 故又属于数字控制型交流稳压电源。

1.4.1 调整变压器抽头型交流稳压电源

此类稳压电源是利用数字电子技术及交流开关过零触发技术, 改变变压器的抽头或绕组组合来实现稳定输出交流电

压。采用电流过零切换方法,使输出电压偏差的校正工作在小于一个周期内完成,从而获得较好的动态响应效果。

单相调整变压器抽头型交流稳压电源的组成形式是使用一个在一次设有多个抽头的变压器,每个抽头串接一只双向晶闸管(或固态继电器),双向晶闸管的另一端并联在一起,接入市电,如图 8.7-5 所示。当输入电压发生变化时,关断当前导通的双向晶闸管,开通另一个合适的双向晶闸管,保持输出电压稳定在规定的范围内。变压器两个抽头之间的电压是以跳变的形式进行的,因此变压器的抽头数量和抽头间的最小电压值决定了稳压器对输入电压变化的适应范围和对输出电压的稳定精度。

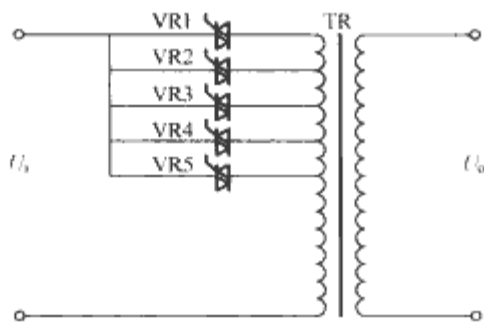


图 8.7-5 单相调整变压器抽头型交流稳压电源

此类稳压电源的优点是:可以实现跟踪输入电压变化快速调整变压器的抽头,即响应时间快;并且由于是改变抽头,所以产生的附加波形失真很小,在输出电压中不产生高次谐波分量;通过抽头处理,可以很方便地拓宽输入电压范围。其缺点是实现宽范围输入电压变化及高稳压精度时,需要的功率器件数量较多。

1.4.2 变压器绕组组合型交流稳压电源

变压器绕组组合型交流稳压电源是使用一个自耦变压器,将线圈分成多段串联,每段线圈分别设置若干抽头,每个抽头串接一只双向晶闸管,这样自耦变压器有与线圈分段相同数目的双向晶闸管同时导通,如图 8.7-6 所示。

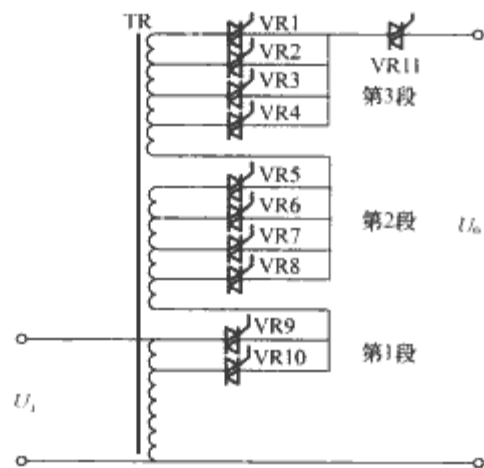


图 8.7-6 变压器绕组组合型交流稳压电源

当输入电压变化时,由取样和控制单元判断后,在每段线圈中选一只合适的双向晶闸管,然后同时触发各段线圈中选定的双向晶闸管,使各段线圈的抽头串联后得到的电压值维持输出电压在额定范围内,输出电压的稳压精度取决于最小电压段线圈中各抽头间的电压值。图中如果设最小电压段线圈(如 VR₁ 与 VR₂ 之间)的电压为 2V,这样输出电压的稳压精度就可以达到 $\pm 1\%$,再配合串联在输出端的双向晶闸管 (VR₁₁) 则可以实现各分段调压下的连续电压调节。

图 8.7-7 与图 8.7-6 基本相同,但变压器 TR 是隔离的,对市电影响较小,更为安全,是常用的一种形式。

变压器绕组组合型交流稳压电源不仅具有跟随输入电压变化反应快的特点,而且还具有在同样稳压精度下,使用双

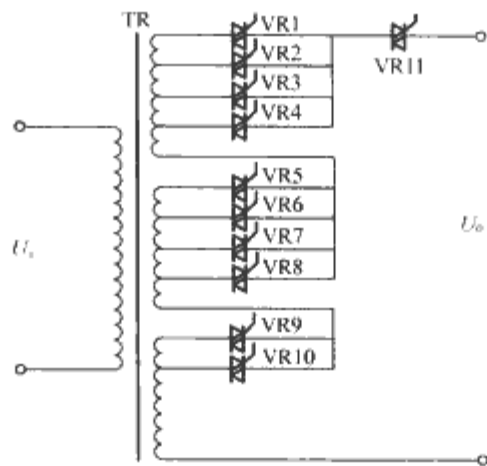


图 8.7-7 隔离变压器式分段组合抽头

向晶闸管数量较少的优点,功率器件的利用率大大提高。

1.5 大功率补偿型交流稳压电源

大功率补偿型交流稳压电源在构成上采用了专用的补偿变压器,其常见的类型有柱式调压器型、单补偿变压器型及多补偿变压器组合型等。其中柱式调压器型通常采用伺服电动机带动滚轮或者炭刷的形式调节输出电压,这里不作讨论。

1.5.1 单补偿变压器型交流稳压电源

单补偿变压器型交流稳压电源基本电路如图 8.7-8 所示,图中 TR₂ 是一台独立的补偿变压器,串联在输入 U_i 与输出 U_o 之间,它的一次电源由变压器 TR₁ 提供,TR₂ 的二次补偿电压 ΔU 由 TR₁ 次改变抽头时进行调整,TR₂ 的一端接在 TR₁ 二次级中心抽头上,所以可以改变 TR₂ 二次电压的极性和大小,从而实现升压和降压。

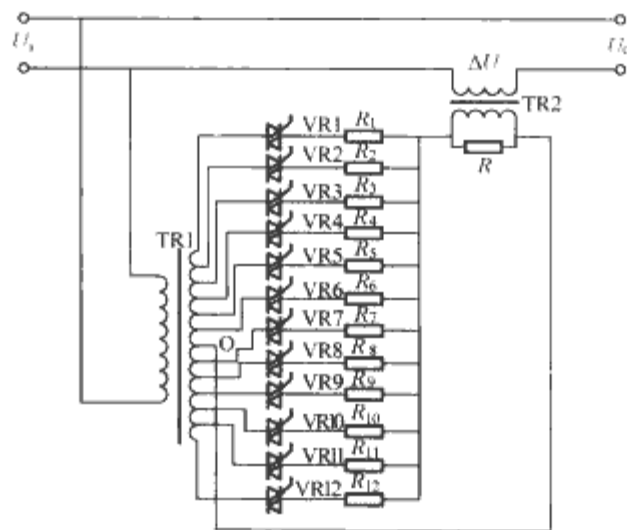


图 8.7-8 单补偿变压器型交流稳压电源基本电路

变压器 TR₁ 的二次有 12 个抽头(抽头数随精度要求的不同而不同),由 12 只双向晶闸管 VR₁~VR₁₂ 用作开关给 TR₂ 一次提供电压,每次只有一只双向晶闸管导通,当 VR₇~VR₁₂ 中有一只导通时, ΔU 与 U_i 反相,输出为降压;当 VR₁~VR₆ 中有一只导通时, ΔU 与 U_i 同相,输出为升压。哪一只双向晶闸管导通由控制电路进行判断和选择。电阻 R_1 ~ R_{12} 的作用是避免因某种原因造成两只双向晶闸管共同导通而使变压器两个抽头间短路的情况发生。

这种交流稳压电源具有输出电压失真度小、调节快速、无机械磨损等优点,但需要多抽头变压器来实现调压,其调节精度受抽头数影响,但抽头越多,成本也越高,体积也越大,因此实用中需要根据需要选取合适的抽头数。

1.5.2 多补偿变压器组合型交流稳压电源

多补偿变压器组合型交流稳压电源利用多台补偿变压器串联构成主控单元,用双向晶闸管(或者固态继电器)作交流开

关器件,采用单片机控制开关器件的通断,按所需补偿电压的大小使某个补偿变压器接入或切除,进行快速无触点适时调节。

图 8.7-9 所示是这种稳压器的结构框图,当输入电压 U_i 波动或负载电流变化时,通过采样变压器获取反馈电压,经 A/D 转换输入微控制器与基准值比较,由程序进行判断处理,输出控制指令,在电压过零同步脉冲作用下使相应的开关器件导通,切换对应的补偿变压器组合绕组,改变补偿电压 ΔU 值,从而快速达到稳定输出电压的目的。

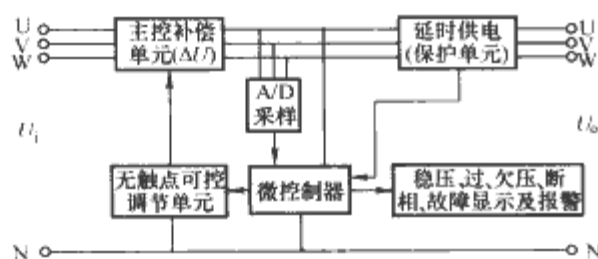


图 8.7-9 多补偿变压器型交流稳压电源结构框图

一相的主电路原理图如图 8.7-10 所示,图中 TR1~TR3 是三个独立的补偿变压器,在实际应用中补偿变压器的台数根据稳压精度及输入电压范围的要求来选择。通过控制双向晶闸管 VR1~VR8 可以实现补偿变压器补偿电压的不同组合值,比如假设 TR1~TR3 的补偿电压 U_r 分别设计为 5V、10V 及 20V,当控制双向晶闸管 VR1、VR3、VR5 及 VR8 导通时,则 TR1~TR3 的补偿电压顺极性叠加,此时可以获得最大正补偿电压为 35V。当补偿电压 U_r 最小值为 5V 时,稳压精度可以优于 2.5%。

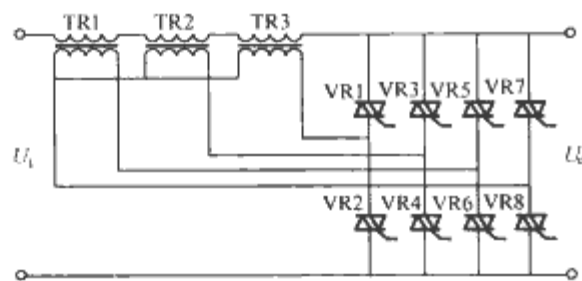


图 8.7-10 多补偿变压器型交流稳压电源一相的主电路原理图

这种交流稳压电源集中了绕组组合式、无触点开关及微机控制等交流稳压技术于一体,具有输出电压失真度小、高效节能、调节快速、三相自动平衡、无机械故障和炭刷磨损等优点,但由于其双向晶闸管通过桥臂形式直接接在相线与零线之间(220V),因而工作电压高,换挡时产生的浪涌电流大且在双向晶闸管误动作时,容易产生直通现象。

1.6 开关型交流稳压电源

这类产品把先进的高频开关电源技术引入到交流稳压电源中,从而取得减小电源体积和质量,节省铜、铁材料的效果,具有效率高、响应速度快等优点,是交流稳压电源的发展方向之一。

按补偿的程度,开关型交流稳压电源可以分为部分功率补偿型和全功率补偿型两种结构。其中前者是通过一个工作于开关状态的受控交流变流器,将其输出电压与市电电压叠加后供电给负载。通过检测电路控制变流器输出电压的大小,以保持电源输出电压的稳定。后者主要用在不间断电源(UPS)中,当不考虑蓄电池及充电器时,UPS 就是一种高级交流稳压(稳频)电源。因此,关于全功率变换型的交流稳压电源,这里不作讨论,有关内容请参考相关章节。

等脉宽调制(EPWM——Equal-pulse width modulation)斩

波式交流稳压电源是一种新型部分功率补偿型交流稳压电源。

图 8.7-11 所示的是其简化电路原理图。主电路由 EPWM 桥式斩波器 VT1~VT4 及其输出变压器 Tr、直流整流电源 VD1~VD4 和输出交流滤波器 $L_f C_f$ 组成。桥式斩波器通过其输出变压器 Tr 的二次串联在市电电源与负载之间,以便对市电电压的波动进行正、负补偿。桥式斩波器输出电压中的谐波,由滤波器 $L_f C_f$ 来滤除。桥式斩波器所需的直流电源,由稳压电源输出电压通过整流器 VD1~VD4 来供给。

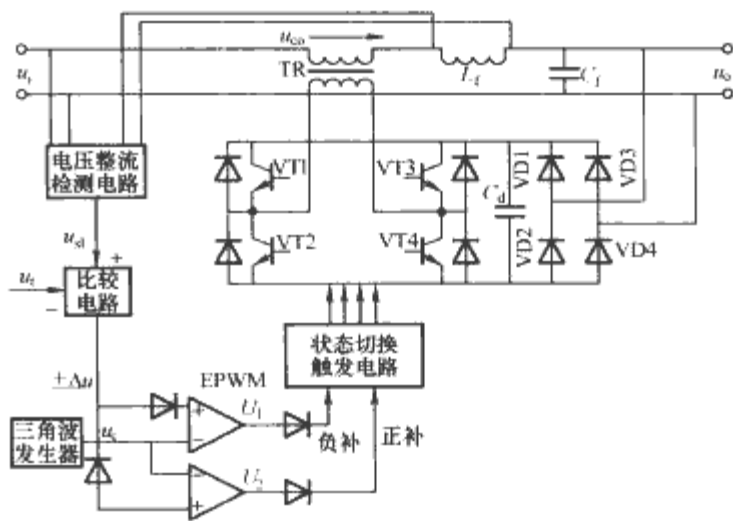


图 8.7-11 EPWM 斩波式交流稳压电源简化电路原理图

斩波式交流稳压电源的控制电路是由市电输入电压整流检测电路、比较电路、EPWM 电路和桥式斩波器开关 VT1~VT4 工作状态的切换和触发电路组成。

整个电源的工作原理是当市电电压波动时,通过对市电输入电压 u_i 及滤波电感 L_f 上电压的整流检测电路,得到电压信号 u_{sl} ,将 u_{sl} 与基准参考电压 u_r 进行比较,得到误差电压 Δu 。当 $u_{sl} > u_r$ 时(市电电压上波动)得到 $+\Delta u$, $+\Delta u$ 使 EPWM 调制器中的比较器 U_2 不能工作,只能使比较器 U_1 工作, $+\Delta u$ 通过与三角波 u_c 在 U_1 中进行比较,在 $+\Delta u$ 大于三角波的部分产生出 EPWM 脉冲信号,此信号通过“状态切换触发电路”对桥式斩波器中的开关管 VT1~VT4 进行控制,在其输出变压器 Tr 二次产生负补偿电压 $-u_{co}$,使负载电压 $u_o = u_i - u_{co}$;当 $u_{sl} < u_r$ 时(市电电压下波动)得到 $-\Delta u$, $-\Delta u$ 使 EPWM 调制器中的比较器 U_1 不能工作,只能使比较器 U_2 工作, $-\Delta u$ 通过反相器与三角波 u_c 在 U_2 中进行比较,在 Δu 大于三角波部分产生出 EPWM 脉冲信号,此信号通过“状态切换触发电路”对桥式斩波器中的开关管 VT1、VT4 进行控制,在其输出变压器 Tr 二次产生正补偿电压 $+u_{co}$,使负载电压 $u_o = u_i + u_{co}$ 。

这种稳压电源的优点是体积小、质量小、稳压精度高、反应速度快,是无级补偿、电路简单。当市电电压在 218~222V 时,稳压电源补偿控制环节不工作,电源损耗小、效率高。这种稳压电源的缺点是只能补偿市电电压的大小变化,不能补偿谐波。

该类电源适用于一切需要轻小和高稳定度的场合。

2 恒压恒频电源

2.1 定义与分类

输出正弦交流电压的幅值和频率都稳定的电源叫做恒压恒频电源。交流恒压恒频电源的主电路结构主要分为整流部分和逆变部分,整流器将输入的交流电转变为直流电压,经电容滤波后送入逆变部分,由逆变器将直流电压逆变为正弦

交流电，其主电路基本结构框图如图 8.7-12 所示。

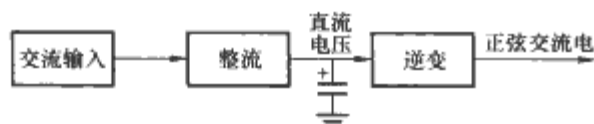


图 8.7-12 恒压恒频电源主电路基本结构框图

交流恒压恒频电源由于其幅值和频率稳定度高，波形失真小，输出功率较大，在电子、机电行业，特别是在精密加工机械、半导体加工设备的制造、交流仪器仪表的调校、磁性材料的测量等系统中，作为激励源或信息源得到广泛的应用，也可以取代传统的电动机—发电机机组，应用于航天、航空、航海和精密加工等行业中。

交流恒压恒频电源可分为定频式和变频式。定频式是指电源输出的交流频率固定于某一频率或几个频率上。通常固定的频率有 50Hz、60Hz、400Hz 及 1kHz。变频式的恒压恒频电源相关内容在其他章节有详细叙述，这里不再赘述。定频式交流恒压恒频电源根据其工作方式又可分为波形控制式和逆变器式，在下面的内容中将对它们的工作原理作比较详细的阐述。交流恒压恒频电源根据输出交流电源的相数还可分为单相式、两相正交式和三相对称式。

2.2 波形控制型恒压恒频电源

单相输出波形控制型恒压恒频电源与三相输出波形控制型恒压恒频电源在原理分析上是一样的，这里以单相输出波形控制型恒压恒频电源为例阐述系统的结构和基本工作原理。单相输出波形控制型恒压、恒频电源的系统结构如图 8.7-13 所示，其中整流部分采用三相半控整流，逆变采用全桥逆变结构。精密整流电路对恒压恒频电源输出的交流电压进行检测，经整流变换为幅值与输出的交流量成正比的直流电压 U_f ，并与基准源 U_r 相比较，取其偏差量 $U_r - U_f$ 进行整流控制，以改变晶闸管的控制角。当输出电压受电网波动或负载影响时，通过改变晶闸管的控制角使输出电压的幅值稳定，从而起到恒压的作用。

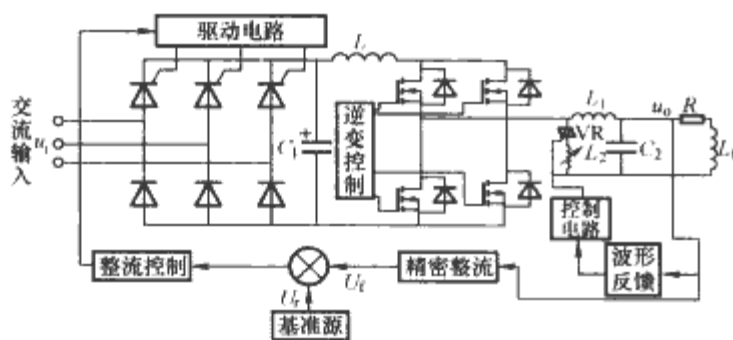


图 8.7-13 单相输出波形控制型恒压、恒频电源的系统结构

逆变电路由 4 个开关管构成，由逆变控制电路实现定频控制。当负载或其他因素扰动使得 LC 谐振频率与开关管 VR 的控制信号频率发生偏移，就会使得负载上的波形发生畸变。波形反馈环将畸变波形取样后，以负反馈的形式反馈到可调电感 L_2 的控制电路输入端，调节开关管 VR 的导通角以改变接入电路中的电感，从而使开关管工作于软开关状态以达到输出波形的控制。通过无功补偿的原理减小输出波形的非线性失真，使恒压恒频电源输出波形的频率与开关管的工作频率相等。

波形控制型恒压恒频电源由于输出电压的幅值和频率分别由不同的电路控制，使得主电路及控制电路的结构比较复杂。但该电源由于采用软开关的恒频方式工作，所以比较适用于对电源的频率要求较高及输出功率不高的场所。

2.3 逆变器型恒压恒频电源

逆变器型恒压恒频电源一般用作大功率的驱动电源，实际应用中以三相电源较多。为了使逆变器的输出为恒压恒频的正弦交流电，在逆变器的控制中必须引入 PWM 调制技术，关于 PWM 调制技术的内容请参考相关章节。

2.3.1 单相逆变器型恒压恒频电源

单相逆变器型恒压恒频电源的主电路结构如图 8.7-14 所示。

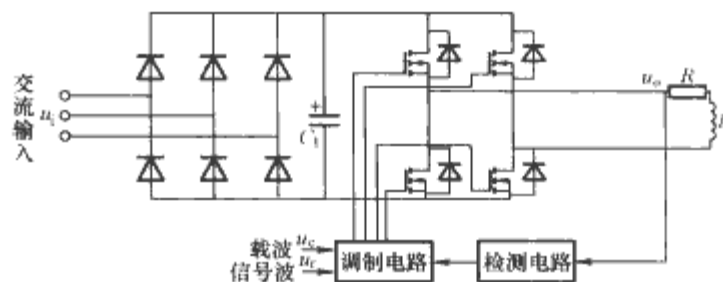


图 8.7-14 单相逆变器型恒压恒频电源的主电路结构

其中整流电路可以采用单相不可控整流电路或三相不可控整流电路。当输出功率较大时多采用三相不可控整流电路。三相交流输入通过不可控整流桥整流输出，经滤波后给单相桥式逆变电路供电。单相桥式逆变电路的开关管控制信号通常采用双极性 PWM 控制方式，输出交流电压的频率由正弦信号波的频率决定，幅值由正弦信号波的幅值决定。当输出电压的幅值和频率受电网波动或负载变化影响时，检测电路便利用在输出端检测到的误差信号去控制逆变器，以达到稳压稳频的目的。

2.3.2 三相逆变器型恒压恒频电源

三相逆变器型恒压恒频电源的工作原理与单相逆变器型恒压恒频电源原理相同，但三相交流电源有固定的相位差、同步变化的频率和幅值。因此，常用单片机或专用 PWM 控制芯片为核心组成的三相 PWM 发生器，以获得较好的性价比，关于三相 PWM 调制电路在其他章节有详细介绍，这里不再赘述。三相逆变器型恒压恒频电源的主电路结构如图 8.7-15 所示。

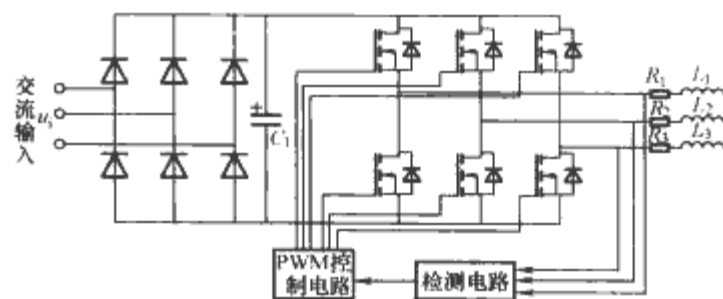


图 8.7-15 三相逆变器型恒压恒频电源的主电路结构

逆变器式恒压恒频电源相对于波形控制型恒压恒频电源具有很好的实时性且电路结构比较简单，适合于大功率场所的应用，但逆变开关管工作在硬开关状态，开关管的电压电流应力较大，所以不适宜应用于高频电路。

目前市场上通用的交流恒压恒频电源与 UPS 电源的价格已十分接近，由于 UPS 电源在各方面良好性能，通用恒压恒频电源有被逐步取代的趋势。对于恒压恒频电源的应用，现在往往根据用户的需要，制成各种专用的恒压恒频电源。

3 交流调压电源

3.1 交流调压电源定义和分类

如果在交流电源和负载之间，用两个晶闸管反并联或者

用一个双向晶闸管串联到交流电路中,通过对晶闸管的控制就可以方便地调节输出电压的有效值,这种电路就称为交流调压电路。采用交流调压电路的电源就称为交流调压电源。

交流调压电源的分类主要有以下两种分类方式。

(1) 按调压方式的不同,可以分为相位控制式、斩波控制式和通断控制式交流调压电源。

(2) 按调压电路的相数不同,可以分为单相交流调压电源和三相交流调压电源。

3.2 相位控制式交流调压电源

通过改变晶闸管的控制角对输出电压进行调节的交流调压电源称为相位控制式交流调压电源,其输出电压的有效值可以连续平滑调节。

对于小容量的交流调压电源,通常采用双向晶闸管电路,而对于大容量的交流调压电源则采用两个晶闸管反并联组成的电路,它们的工作原理是一样的。下面仅对由两只晶闸管反并联组成的电路进行介绍。

3.2.1 单相交流调压电源

单相交流调压电源的工作情况和负载性质有很大的关系,因此分别予以阐述。

3.2.1.1 电阻性负载交流调压电源

电阻性负载单相交流调压电源的主电路和波形分别如图 8.7-16 (a)、(b) 所示。在输入电压 u_i 的正半周和负半周,分别对晶闸管 VR1 和 VR2 的触发延迟角 α 进行控制就可以调节输出电压。

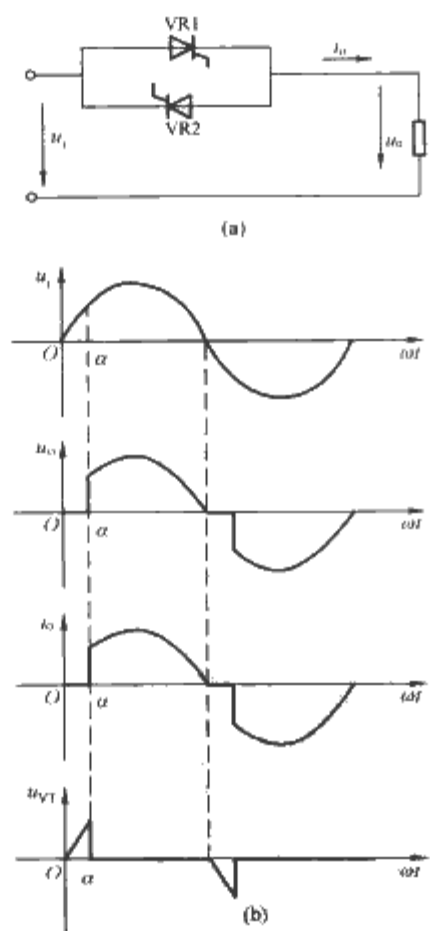


图 8.7-16 电阻性负载

交流调压电源的主电路和波形图

(a) 电阻性负载单相交流调压主电路; (b) 波形图

负载电压有效值 U_o 及负载电流有效值 I_o 分别为

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_i \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = U_i \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (8.7-15)$$

$$I_o = \frac{U_o}{R} \quad (8.7-16)$$

从式 (8.7-15) 和式 (8.7-16) 可以看出, α 的移相范围是 $0 \leq \alpha \leq \pi$ 。 $\alpha=0$ 时, 相当于晶闸管一直导通, 输出电压为最大值。随着 α 增大, U_o 逐渐降低, 直到 $\alpha=\pi$ 时, $U_o=0$ 。此外, $\alpha=0$ 时, 功率因数等于 1, 随着 α 的增大, 输入电流滞后于电压且发生畸变, 功率因数也逐渐降低。

3.2.1.2 阻感性负载交流调压电路

阻感性负载单相交流调压电源主电路和波形图分别如图 8.7-17 (a)、(b) 所示。其工作原理与电阻性负载交流调压电源基本相同。

在控制过程中, 为了保证输出电压能够调节, 控制角 α 必须大于等于负载阻抗角 φ , $\varphi = \arctan(\omega L/R)$ 。因此, 阻感负载下 α 的移相范围应为 $\varphi \leq \alpha \leq \pi$, 负载电感越大, 移相范围越小。

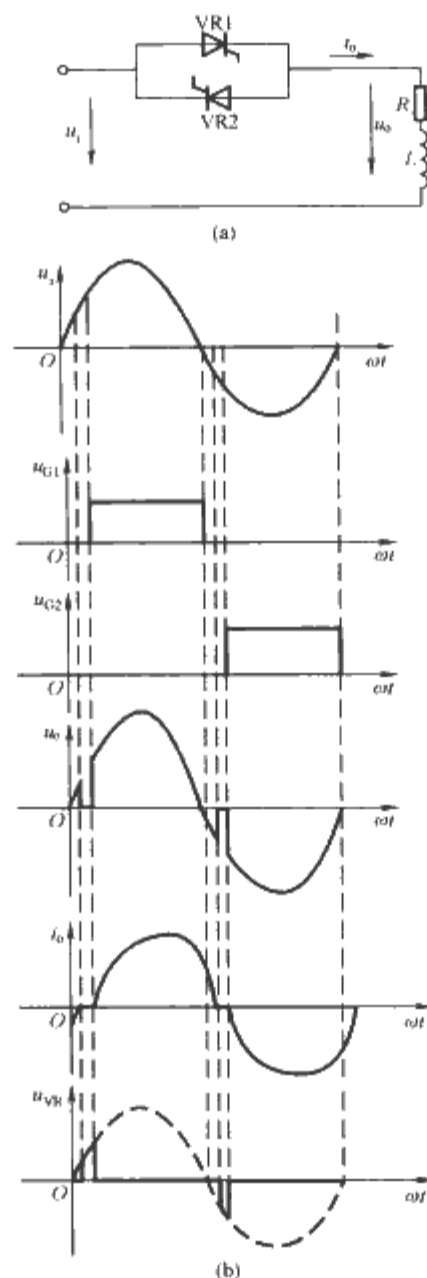


图 8.7-17 阻感性负载交流调压
电源主电路和波形图

(a) 阻感负载单相交流调压
主电路; (b) 电路波形图

负载电压有效值 U_o 及负载电流有效值 I_o 为

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} (\sqrt{2}U_i \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_i \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{1}{\pi} [\sin 2\alpha - \sin(2\alpha + 2\theta)]} \quad (8.7-17)$$

$$I_o = \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \left\{ \frac{\sqrt{2}U_i}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{\pi - \omega t}{\tan \varphi}}] \right\}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}U_i}{\sqrt{\pi}Z} \sqrt{\theta - \frac{\sin \theta \cos(2\alpha + \varphi + \theta)}{\cos \varphi}} \quad (8.7-18)$$

式: $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$; θ 为晶闸管的导通角。

3.2.2 三相交流调压电源

用三对反向并联的晶闸管作开关器件, 分别接至负载就构成了三相交流调压电路。根据三相联结形式的不同, 三相交流调压电路具有多种形式。其中图 8.7-18 (a) 和 (c) 两种电路最常用。

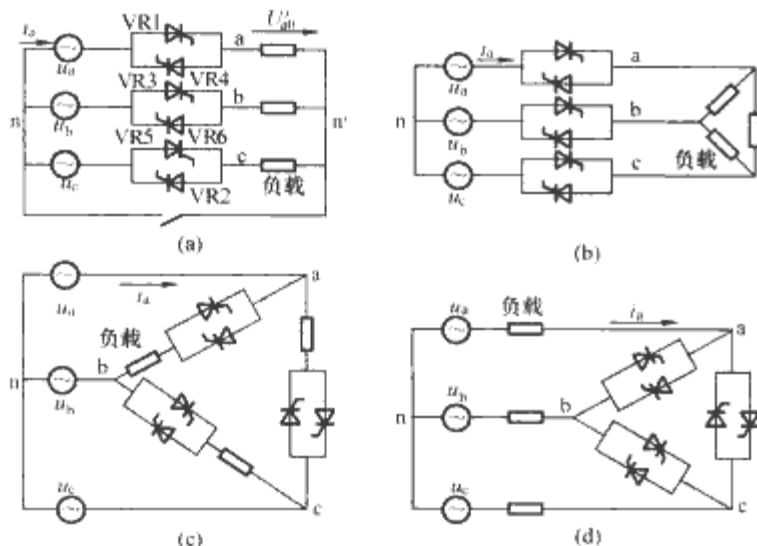


图 8.7-18 三相交流调压电路

(a) 星形联结; (b) 线路控制三角形联结;

(c) 支路控制三角形联结; (d) 中点控制三角形联结

3.2.2.1 星形联结电路

星形联结电路可分为三相三线和三相四线两种情况。

三相三线电路带电阻负载时, 要求任一相导通必须和另一相构成回路, 因此电流流路径中有两个晶闸管, 故应采用双脉冲或宽脉冲触发。三相的触发脉冲应依次相差 120° , 同一相的两个反并联晶闸管触发脉冲应相差 180° 。因此, 和三相桥式全控整流电路一样, 触发脉冲顺序也是 VR1~VR6, 依次相差 60° 。

三相三线电路中, 两相间导通时是靠线电压导通的, 而线电压超前相电压 30° , 因此 α 角的移相范围是 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

三相四线时, 相当于三个单相交流调压电路的组合, 三相互相错开 120° 工作, 单相交流调压电路的工作原理和分析方法均适用于这种电路。在单相交流调压电路中, 电流中含有基波和各奇次谐波。组成三相电路后, 基波和 3 的整数倍次以外的谐波在三相之间流动, 不流过中性线。而三相的 3 的整数倍次谐波是同相位的, 不能在各相之间流动, 全部流过中性线。因此中性线中会有很大的 3 次谐波电流及其他 3 的整数倍次谐波电流。当 $\alpha = 90^\circ$ 时, 中性线电流甚至和各相电流的有效值接近, 在选择线径和变压器时必须注意这一问题。

3.2.2.2 线路控制三角形联结

采用该电路的三相晶闸管交流调压电源可以接星形负载, 也可以接三角形负载。其特点是由两相构成回路, 由此可知该连接形式触发电路必须是双脉冲或者是宽度大于 60° 的单脉冲。该连接电路对晶闸管的耐压和电压上升率的要求都提高了, 而且对星形负载, 由于中点漂移, 负载中点与接地外壳的耐压水平必须按线电压进行考虑, 该连接形式负载联结方式灵活, 是一种很好的三相交流调压电源主电路连接形式。

3.2.2.3 支路控制三角联结电路

这种电路由三个单相交流调压电路组成, 三个单相电路分别在不同线电压的作用下单独工作。因此, 单相交流调压电路的分析方法和结论完全适用于支路控制三角形联结三相

交流调压电路。在求取输入线电流 (即电源电流) 时, 只要把与该线相连的两个负载相电流求和就可以了。

由于三相对称负载相电流中 3 的整数倍次谐波的相位和大小都相同, 所以它们在三角形回路中流动, 而不出现在线电流中。因此, 线电流中所含谐波的次数为 $6k \pm 1$ (k 为正整数)。

支路控制三角形联结方式的一个典型应用实例是晶闸管控制电抗器, 通过对 α 角的控制, 可以连续调节流过电抗器的电流, 从而调节电路从电网中吸收的无功功率。如配以固定电容器, 就可以构成静止无功补偿装置, 能在从容性到感性的范围内连续调节无功功率, 这种装置在电力系统中广泛用来对无功功率进行动态补偿, 以补偿电压波动或闪变。

3.2.2.4 中点控制三角形联结

与其他电路相比, 该电路在同样的负载电流下, 晶闸管中流过的电流较大, 故工程中应用较少。

相位控制式交流调压电源具有电路结构简单、输出可从零电压起始调节、瞬时过载能力强、空载损耗小、效率高、寿命长等特点, 而且能在带负载情况下, 实现无级调节输出电压。但是当 α 比较大的时候, 该电路谐波比较大, 功率因数比较低, 所以不适用于大功率宽范围交流调压电源的应用。

3.3 斩波控制式交流调压电源

斩波控制式交流调压电源就是对输入电压直接进行斩波调制, 以实现输出电压调节的交流电源。这种电源一般采用全控型器件作为开关器件。

图 8.7-19 和图 8.7-20 所示分别为斩波控制式交流调压电源的主电路和输入、输出电压波形图。

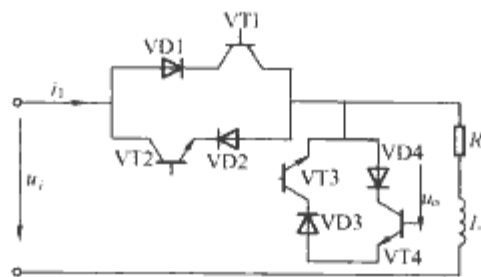


图 8.7-19 斩波控制式交流调压电源主电路

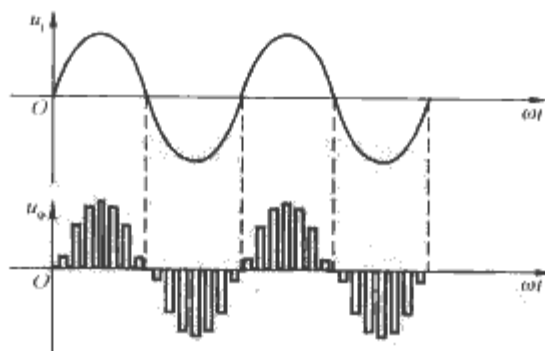


图 8.7-20 斩控式交流调压电路输入、输出电压波形

斩波控制式交流调压电源的基本原理和直流斩波电源类似。在输入电压 u_1 正半周, 用开关管 VT1 进行斩波, 开关管 VT3 保持控制导通, 当 VT1 关断时, 二极管 VD3 和 VT3 提供续流通路; 在 u_1 负半周, 用开关管 VT2 进行斩波, 开关管 VT4 保持控制导通, 当 VT2 关断时, 二极管 VD4 和 VT4 提供续流通路。

设斩波器件 (VT1 或 VT2) 导通时间为 t_{on} , 开关周期为 T , 则导通比 $\alpha = t_{on}/T$, 改变 α 可调节输出电压。

由于斩波式交流调压电源的输入电流基波分量和输入电压同相位,即位移因数为1,因此输入电流只含和开关周期 T 有关的高次谐波,因此功率因数接近1,所以斩波控制式交流调压电源具有调节方便、动态响应快、对电网谐波污染小、电源功率因数较高等优点,比晶闸管相控调压器有更多的优越性,但受开关器件容量的限制,这种电源适用于中小功率应用场合。

3.4 通断控制式交流调压电源

通断控制式交流调压电源就是通常所说的交流调功器,交流调功电路和相位控制式交流调压电路的电路形式完全相同,只是控制方式不同。交流调功电路不是在每个交流电源周期都对输出电压波形进行控制,而是将负载与交流电源接通几个整周期,再断开几个整周期,通过改变接通周波数与断开周波数的比值来调节负载所消耗的平均功率。这种电路常用于热惯性较大的电热负载,因其直接调节对象是电路的平均输出功率,所以被称为交流调功电路。通常控制晶闸管导通的时刻都是在电源电压过零的时刻,从而使晶闸管工作状态始终处于全导通或全阻断,这称为过零触发。这样,在交流电源接通期间,负载电压电流都是正弦波,不对电网电压、电流造成谐波污染。

单相交流调功电源主电路如图8.7-21所示,其输入电压、输出电压以及晶闸管VR1和VR2的触发脉冲波形分别如图8.7-22所示。由于晶闸管是在电源电压过零的瞬时被触发导通的,这就可以保证大大减小瞬态负载浪涌电流和触发导通时的电流变化率 di/dt 。由于是电阻性负载,因此当交流电源电压过零时,原来导通的晶闸管因其电流下降到维持电流以下而自行关断,这样使负载得到完整的正弦波电压和电流。

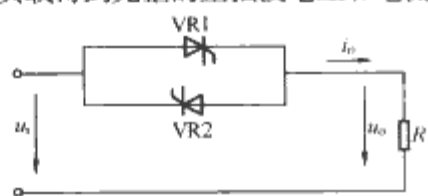


图 8.7-21 单相交流调功电源主电路

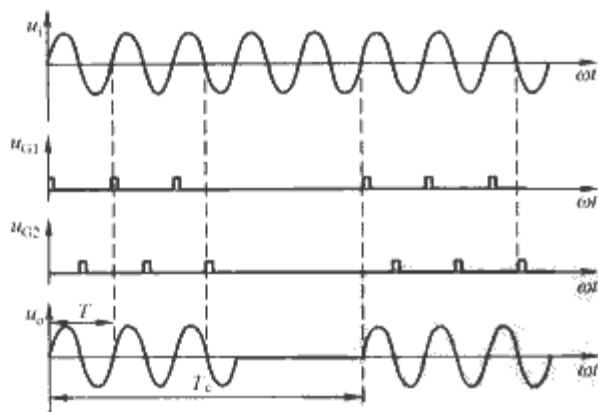


图 8.7-22 单相交流调功电路的工作波形

单相交流调功器的输出功率为

$$P = \frac{nT}{T_C} P_N = k_z P_N \quad (8.7-19)$$

调功器输出电压有效值为

$$U = \sqrt{\frac{nT}{T_C}} U_N = \sqrt{k_z} U_N \quad (8.7-20)$$

式中： T_C 为单相交流调功器的运行周期； T 为电源的周期； n 为调功器运行周期内的导通周波数； k_z 为调功器的导通比； P_N 为额定输出容量（晶闸管在每个周波都导通时的输出容量）； U_N 为晶闸管在每个周波都导通时的输出电压有效值。

由式(8.7-19)和式(8.7-20)可知,控制调功器的导通比就可实现对被控对象(如电炉)输出功率和电压的控制。

三相交流调功电路和三相交流调压电路形式上是一样的,只是其工作原理和单相交流调功电路一样,是采用过零触发的方式。

过零触发虽然没有移相触发时高频干扰的问题,但其通断频率比电源频率低,特别是当通断比太小时,会出现低频干扰,故调功器不适用于诸如照明和电动机等小惯性对象的控制,一般用于热惯性较大的电热负载,如电炉温度的控制,其时间常数往往很大,没有必要对交流电源的每个周期进行频繁控制,只要以周期数为单位进行控制就足够了。

4 其他交流电源

除以上介绍的几种比较常用的交流电源外,还有一些应用相对较少的交流电源。例如下面介绍的两种交流电源:交流稳流电源和交流方波电源。

4.1 交流稳流电源

交流稳流电源,简单地说就是能给负载提供幅值稳定的交流电流的电源。由于交流稳流电源的应用较少,因而电路的类型不多。从原理上来讲,将交流稳压电源的电压反馈控制变成电流反馈控制,则交流稳压电源就变成了交流稳流电源。本节介绍其中的一种比较典型的交流稳流电源——自动平衡式交流稳流电源,它是由自动平衡式交流稳压电源衍生而来的,其电路原理框图如图8.7-23所示。

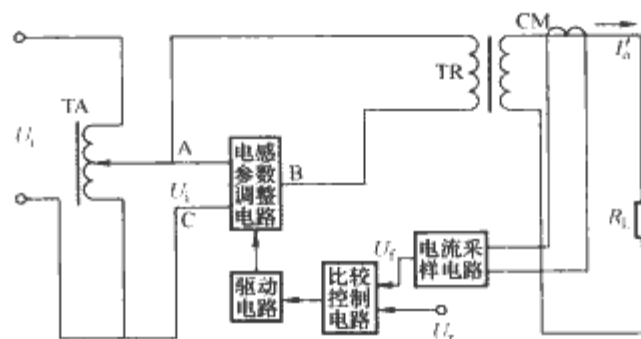


图 8.7-23 自动平衡式交流稳流电源的电路原理框图

电感参数调整电路如图8.7-24所示,图中电容 C_1 与双向晶闸管VR控制的电感 L_1 组成并联回路,起到改变参数的作用,其VR、 L_1 支路的等效电感 L 计算公式

$$L = \frac{L_1}{2 - \frac{1}{\pi} (2\alpha - \sin 2\alpha)} \quad (8.7-21)$$

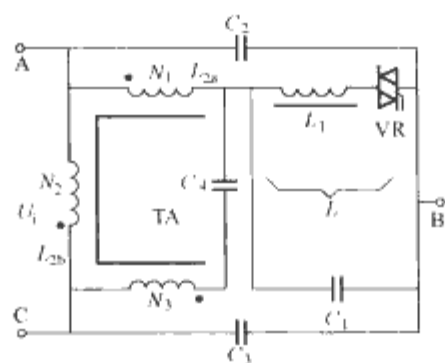


图 8.7-24 电感参数调整电路

若忽略 L_1 绕组的电阻时,其并联电路的等效阻抗 Z 为

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC_1} \quad (8.7-22)$$

Z 的大小和变化主要取决于VR、 L_1 支路的等效电感 L ,即取决于VR触发延迟角 α 的变化。 α 角的最大调节范

围, 对应输出电压 U_{AB} 的最大适应范围。

自动平衡式交流稳流电源的工作原理: 当输出电流发生改变时, 由电流采样电路将输出电流转化为一个电压信号 U_f , 并与给定参考信号 U_r 经过比较控制电路、驱动电路、控制电感参数调整电路中的双向晶闸管 VR 的触发延迟角 α 的改变, 使隔离变压器 TR 一次输入电压 U_{AB} 改变, 从而改变输出电压, 以此达到对输出电流的改变, 最终会稳定在所要求的输出电流。

自动平衡式交流稳流电源的优点: 输出功率大、效率高、电流稳定性好、输出精度高等优点。其主要应用在电器实验、空气开关的热脱和电流测量的标定等场合。

4.2 交流方波电源

交流方波电源是将输入的正弦交流电经过整流电路、斩波电路、逆变电路一系列变换电路后, 输出为方波交流电。一般的交流方波电源输入有三相和单相, 输出也有三相和单相。其原理框图如图 8.7-25 所示。



图 8.7-25 交流方波电源原理框图

这里以三相输入单相输出的方式为例说明其原理, 其电路原理图如图 8.7-26 所示。

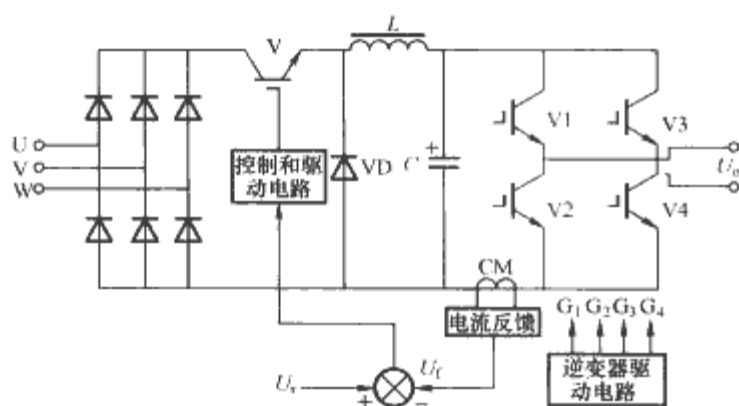


图 8.7-26 三相输入单相输出方波电源电路原理图

输入交流电压通过整流器整流后经斩波环节调节直流电压, 再经电感 L 和电容 C 滤波后由逆变桥逆变向负载提供

交流电压。通过互感器 CM 检测输出电流, 通过反馈控制环节调整开关管 V 的占空比, 使逆变输出为幅值稳定的交流方波电流。其输出电压、电流波形如图 8.7-27 所示。

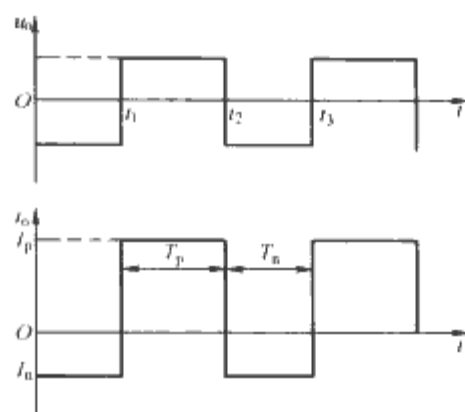


图 8.7-27 三相输入单相输出方波电源的输出电压、电流波形

当逆变桥中 V1、V4 开通, V2、V3 关断时, 通过 V1、V4 向负载提供正极性的方波电流。当逆变桥的 V2、V3 开通, V1、V4 关断时, 通过 V2、V3 向负载提供负极性的方波电流。如果在 V1、V4 或 V2、V3 开通时改变给定的参考电压, 这样可以得到正负电流幅值不同的交流方波电流。同样, 可以通过改变逆变桥的 V1、V4 和 V2、V3 的轮流导通时间及其相对比率, 就可以得到频率可调, 极性比 (改变正极性电流时间在方波周期中所占的比例即极性比 M) 可调的方波交流电流。

极性比 M 的计算公式为

$$M = \frac{T_p}{T_p + T_n} \times 100\% \quad (8.7-23)$$

式中: T_p 为正极性电流时间; T_n 为负极性电流时间。

交流方波电源在铝及其合金的焊接中应用较为广泛。这种电源的优点是: 原理简单, 电流幅值稳定, 电流极性的转换速度比较快, 并且在电流极性转变时, 电压上升速率快, 容易实现电弧的再引燃, 电流甚至可以在电弧不熄灭的情况下实现极性的转变, 提高了电弧的稳定性, 从而为小电流情况下实现对铝及其合金的焊接创造了有利条件。其主要的应用领域有精密金属制造业、重工业制造、维护和修理等行业。

第 8 章 高压电源及高压脉冲电源

1 高压电源

高压电源除了在电力方面应用以外，还在很多科技领域得到应用。早期，阴极射线管电子束加速电源应用高压电源最多。近些年，在复印机、绘图仪的静电吸附等很多方面，高压电源的应用也增多起来。

高压电源的应用可归为高压电场应用、静电应用、放电应用三大类型。

(1) 高压电场应用。粒子加速器、电子显微镜、阴极射线管、X 射线装置等，这些装置都是通过其内部的高压电源和其他部分相互配合，使粒子在高压电场的作用下形成粒子射线，加以应用。

(2) 静电应用。静电复印、静电除尘、静电喷涂、静电分选、静电拍照、喷墨打印机等。

(3) 放电应用。气体激光、照明灯、臭氧发生器、放电加工等。

表 8.8-1 列出了几种使用高压电源的常用仪器设备。这些高压电源，除特殊用途外，负载电流大都在数十微安到数十毫安之间。

表 8.8-1 常用高压电源的仪器设备

仪 器 名 称	高 压 电 源
电子显微镜	35~50kV (扫描型) 300~1000kV (穿透型)
示 波 器	15~20kV
X 射线装置	20~150kV (医用) MV 级 (工业用)
复 印 机	4~6kV
绘 图 仪	1kV
激 光 器	10~20kV
氙 灯	700~1200V

获得高压电源可以采用以下两种方法：一种是变压器一次用交流市电，然后增加二次绕组匝数，这样可得到高压输出。但是由于市电频率只有 50/60Hz，因而二次绕组的匝数一般需要达数万匝以上；另一种是变压器一次采用电力电子高频开关电源，可以减少变压器一次、二次绕组的匝数。本节主要介绍工频高压电源与高频开关型高压电源的原理和特性。

以上两种电源，在要求电源输出电压不太高的情况下可在变压器二次直接（或采用常规电源中的半波、全波整流方法）获得高压输出；当要求电源输出电压较高时，必然要增加变压器的变比，使变压器的二次级绕组匝数过多，这时由于变压器的层间寄生电容和线间寄生电容的影响，会出现很大的充放电电流和噪声，使变压器的一次绕组产生很大损耗，甚至无法正常工作。因此，在这种情况下为了既获得高压输出，又不致使变压器的二次端电压太高，需采用倍压电路将变压器二次较低电压“倍压”成高压直流电压。

高压电源通常由输入电路、升压变压器、高压整流电路

（倍压电路）、输出电路及控制电路五部分组成。图 8.8-1 是高压电源的组成框图。

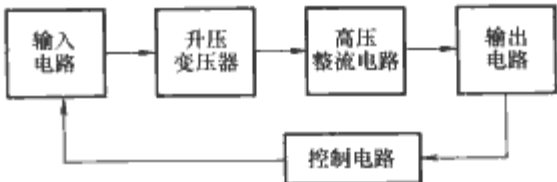


图 8.8-1 高压电源的组成框图

电力电子技术发展和半导体技术的进步，不断推动高压电源技术的发展。如：高压电源中的高压整流电路经历了由电子管高压整流电路→硒高压整流电路→硅高压整流电路的发展过程。大功率晶体管（GTR）和绝缘栅双极晶体管（IGBT）的相继出现，使高压电源在大功率和高频化方面迈出了一大步，高压电源的各项性能指标也有了较大的提高。此外，诸多领域对高压电源需求的日益增长也促进了高压电源技术的发展，使各种类型、各种电压等级的高压电源不断出现。目前，在弱电系统中，直流高压已在 1kV 以上，在强电系统中，直流高压已达几千千伏。

1.1 工频高压电源

工频高压电源主要由高压变压器和高压硅整流器组成，这也是产生直流高电压最一般的方法。各种工频高压电源的特点主要表现为它们具有不同的整流电路。常用的整流电路有：半波整流电路、全波整流电路、桥式整流电路、倍压整流电路、多相整流电路、串级整流电路及变压器级联式整流电路等。

半波整流电路的优点是接线简单，缺点是对所用元件的耐压要求较高，电源体积大、笨重、占地面积多。因此，它一般只能作为试验室内使用，若要经常移动或作为可携带的电源就不方便了；对于容量较大、要求纹波较小的直流高压电源来说，可采用三相交流电源经整流、滤波后获得；对于电压为几十千伏以上，电流在十几毫安以内的直流电源，用串级整流电路最为普遍。

1.1.1 基本整流电路

1.1.2 基本整流电路包括：半波、全波和桥式整流电路

图 8.8-2 分别为半波、全波和桥式整流电路与输出波形。在图 8.8-2 (a) 中，交流电源通过高压变压器 T 的二次经整流器 VD 给滤波电容器 C 充电，得到的直流电压 U_d 最大值为交流电压 e_2 的幅值 ($\sqrt{2}E_2$)。当交流瞬时电压 e_2 变化到比电容器 C 两端电压 U_d 低时，整流器 VD 中电流几乎为零，整流器 VD 两端的电压为 $(U_d - e_2)$ ，其最高值发生在交流电压变化到相反极性的最大值时。设 U_d 充电到 e_2 的最大值，则整流器 VD 应耐受两倍交流电压最大值的电压，即 $U_{Dfm} = 2\sqrt{2}E_2$ ， U_{Dfm} 为整流器 VD 承受最大反向电压。

当负载电阻 R 中有电流时，负载两端的电压将如图 8.1-2 (d) 那样出现电压波动，在整流器电流阻断期 t_0 内，电容器放掉的电荷 ΔQ 为

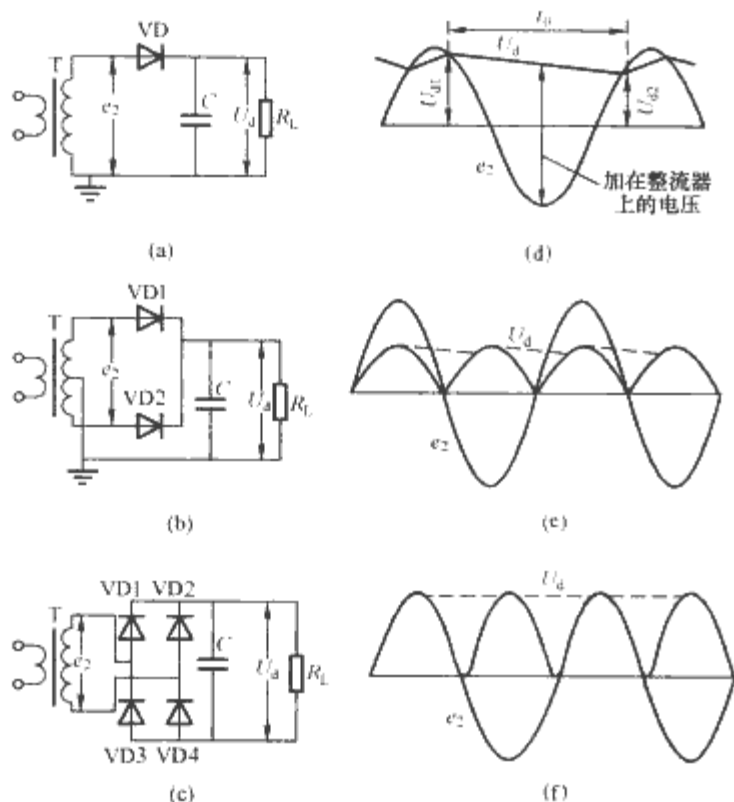


图 8.8-2 半波、全波、桥式整流电路与输出波形
(a) 半波整流电路；(b) 全波整流电路；(c) 桥式整流电路；(d) 输出直流电压的波形；(e) 输出直流电压的波形；(f) 输出直流电压的波形

$$\Delta Q = C(U_{d1} - U_{d2}) = i t_0 \quad (8.8-1)$$

设直流电压的平均值为 U ，则 $U = iR$ 。这样，电源输出电压的脉动系数为

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{U_{d1} - U_{d2}}{U} = \frac{\Delta Q/C}{iR} = \frac{t_0}{CR} \quad (8.8-2)$$

因为 i 小时， t_0 近似等于交流的一个周期 $1/f$ (f 为电源频率)，所以

$$\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{1}{fCR} \quad (8.8-3)$$

由式 (8.8-3) 可知，电源输出电压的脉动系数由 f 、 C 、 R 三个因素决定。另外，图 8.8-2 (a) 给出的是半波整流输出正电压的情况，若需要输出负电压，只要将整流器 VD 的接线极性交换一下即可实现。

在图 8.8-2 (b)、(c) 所示的全波和桥式整流电路中，整流器 VD 所承受的最大值反向耐压分别为 $U_{Dfm} = \sqrt{2}E_2$ (全波)， $U_{Dfm} = \sqrt{2}E_2$ (桥式)。

从以上介绍的三种基本整流电路可以看出，它们共同的特点是电路简单，但是它们都要求整流器的反向耐压大于输出电压，整流器的耐压参数将限制输出电压上限。因此，这种基本整流电路通常用于几十千伏以内的高压电源。

1.1.3 倍压整流电路

1.1.3.1 格富纳赫 (Delen-Greinacher) 整流电路

图 8.8-3 是利用一组线圈及两个整流二极管和两只电容器组成的倍压整流电路，也称格富纳赫 (Delen-Greinacher) 整流电路，其工作过程如下。

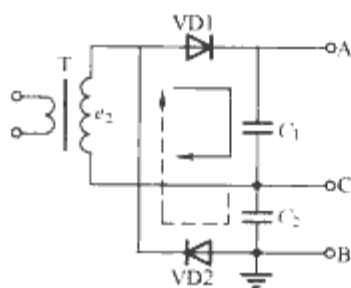


图 8.8-3 格富纳赫整流电路

定电容器的容量足够大，同时负载电阻的阻值也很大，当线圈上端为正时，电流经 $VD1$ 回到线圈负端，这时对电容器 $C1$ 充电， $C1$ 两端达到 $\sqrt{2}E_2$ 的电压，并基本保持不变；当线圈上端为负时，电流经过

$VD2$ 对 $C2$ 充电至 $\sqrt{2}E_2$ 的电压，因而在 AC 及 BC 之间分别获得正、负 $\sqrt{2}E_2$ 的直流输出电压，在 AB 间得到 $2\sqrt{2}E_2$ 的直流输出电压。每只整流二极管所承受的最大反向电压为 $2\sqrt{2}E_2$ ，电容器 $C1$ 、 $C2$ 所承受的最大反向电压各为 $\sqrt{2}E_2$ 。

这种电源结构简单、维护方便。在图 8.8-3 中 A 点引出直流正高压，若将 A 点接地， B 点就可以引出直流负高压。但当要求输出电流较大，电压脉动和电压降落较小时，高压电容的体积将会很庞大。通常这种电源可以得到几千伏到几十千伏的直流高压，输出电流可达几十毫安，被广泛用于静电复印机、电视机、静电喷涂器等装置中。需要指出的是：这种电源的变压器 T 二次侧线圈的引线电位处在 $0 \sim 2\sqrt{2}E_2$ 之间变化，所以线圈及引线的绝缘耐压性能必须十分可靠，以免发生高压击穿现象。

1.1.3.2 安维拉德 (Villard) 倍压整流电路

图 8.8-4 是另一种倍压整流电路，也称安维拉德 (Villard) 倍压整流电路。如果负载的阻值及电容器的容量都足够大，在 e_2 的正半周期间， $VD1$ 导通，电流方向如图 8.8-4 中实线所示。这时电容器 $C1$

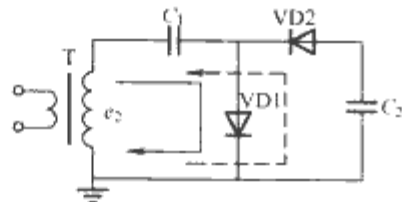


图 8.8-4 安维拉德倍压整流电路

被充电到 e_2 的峰值 $\sqrt{2}E_2$ 。同样，在 e_2 的负半周期间， $VD2$ 导通， $C1$ 上所充得的电压 u_{C1} 与变压器电压 e_2 相叠加后对 $C2$ 充电，电流方向如图 8.8-4 中虚线所示。充电电压正好是 e_2 的峰值电压和 $C1$ 上的电压之和，亦即 $2\sqrt{2}E_2$ 。这时，每个整流二极管所承受的反向电压为 $2\sqrt{2}E_2$ ，电容器 $C1$ 所承受的电压为 $\sqrt{2}E_2$ ， $C2$ 所承受的电压为 $2\sqrt{2}E_2$ 。

1.1.4 串级型倍压整流电路

为了得到更高的直流电压，可采用多级串接的倍压整流电路。这种串级型倍压整流电路有两种形式：一种是信克尔 (Schenkel) 倍压整流电路，另一种是科克罗夫特-瓦尔顿 (Cockcroft-Walton) 倍压整流电路。

1.1.4.1 信克尔 (Schenkel) 倍压整流电路

信克尔倍压整流电路如图 8.8-5 所示，其工作过程为：

在变压器 T 的下端为正的半周期间， $VD1$ 导通，电容器 $C1$ 被充电到 E_m (E_m 为 T 的二次电压峰值)；在下一个半周期间 $VD2$ 导通，变压器电压 E_m 与 $C1$ 上的电压叠加，对电容器 $C2$ 充电到 $2E_m$ ，再下一个半周期间 $C2$ 被充电到 $3E_m$ ，这样继续下去，当电路达到稳定状态时，电容器 C_n 两端的电压为 nE_m 。

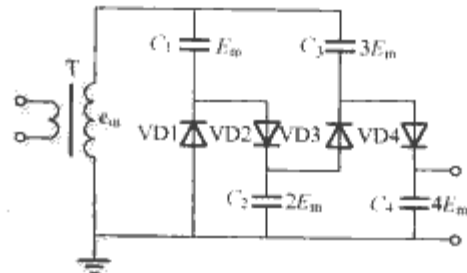


图 8.8-5 信克尔倍压整流电路

由此可见，信克尔倍压整流电路要实现高电压输出必须采用高耐压的电容，而且这种电路存在负荷和电压分布不均匀的缺点，使得制造时对绝缘处理技术要求比较高。

为了解决上述问题，可采用科克罗夫特-瓦尔顿倍压整流电路。

1.1.4.2 科克罗夫特-瓦尔顿倍压整流电路

科克罗夫特-瓦尔顿倍压整流电路如图 8.8-6 所示。它是用 $2n$ (或 $2n+1$) 个整流元件 VD 和电容器 C 串联联接起来, 产生 $2n$ (或 $2n+1$) 倍变压器二次侧电压最大值的直流电压。

(1) 工作过程。在图 8.8-6 所示电路中, 设第一级电容器 C_1 的两个端点为②和③, 则点②的电位随电源交流的瞬时值而改变, 因变压器另一个端点①处于正半周时, 点②电位下降 $-U_m$, 故 C_1 两端②、③间通过整流器件 VD1 充电到变压器的二次电压 U_m ; 下面看电容器 C_2 的情况, 点②电位为 $+U_m$ 时, 点③电位为 $+2U_m$, 通过 VD2 进行充电后, C_2 两端间电压将为 $2U_m$ 。以后, 各级依此类推, 除 C_1 外, 各级电容器都可充电到电压 $2U_m$, 故输出端将产生 $2n$ (或 $2n+1$) U_m 倍电压。

(2) 电源输出特性。图 8.8-6 所示的串级直流电源接上负载后, 输出电压将降低, 同时产生纹波 (电压脉动), 输出电流增加时, 电压的降低和脉动也会增大。在图 8.8-6 中, 设 $C_1=C'_1=C_2=C'_2=\dots=C_n=C'_n$, 按 GB311.3 规定的纹波 $<3\%$, 相关的计算公式如下:

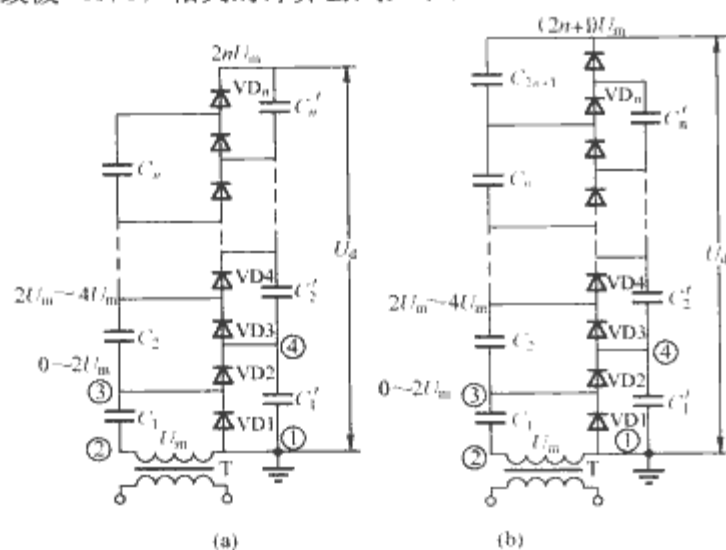


图 8.8-6 科克罗夫特-瓦尔顿倍压整流电路

(a) 双倍数倍压电路; (b) 单倍数倍压电路

1) 双倍数倍压电路的情况为

$$\delta U_d = I_d n(n+1)/4f_c \quad (8.8-4)$$

$$\Delta U_d = (I_d/6f_c)(4n^3 + 3n^2 + 2n) \quad (8.8-5)$$

$$U_d = 2nU_m - \Delta U_d = 2nU_m - (I_d/6f_c)(4n^3 + 3n^2 + 2n) \quad (8.8-6)$$

2) 单倍数倍压整流电路的情况为

$$\delta U_d = n(n+1)I_d n/4f_c + (n+1)I_d/2f_c \quad (8.8-7)$$

$$\Delta U_d = (I_d/2f_c)(2n^2 + 2n + 1) + (I_d/f_c)n^2 + (I_d/6f_c)(2n^3 + n) + (I_d/6f_c)(2n^3 - 3n^2 + n) \quad (8.8-8)$$

$$U_d = (2n+1)U_m - \Delta U_d = (2n+1)U_m - [(I_d/2f_c)(2n^2 + 2n + 1) + (I_d/f_c)n^2 + (I_d/6f_c)(2n^3 + n) + (I_d/6f_c)(2n^3 - 3n^2 + n)] \quad (8.8-9)$$

式中: n 为级数; f 为电源频率; I_d 为流过负载的平均电流; U_m 为变压器二次侧电压的最大值; δU_d 为负载两端的总电压脉动; ΔU_d 为负载两端的总电压降; U_d 为最大输出电压的平均值。

(3) 提高电源性能的措施。从上述公式可以看出, 在一定负载电流情况下, 若要提高输出电压、减小脉动, 可采取如下措施: ①减少级数 n , 增加变压器的二次侧输出电压

U_m ; ②增大级电容 C ; ③提高交流电源的频率 f 。

措施①用减小级数来提高输出电压是个好办法, 但若级数太少, 势必要提高变压器的 U_m , 这样将提高对变压器 T 的要求, 其体积、质量会增加, 整个电源的体积和质量也势必会增加; 措施②的缺点与①相似, 用增大级电容 C 的电容量来提高输出电压 U_d 和减小脉动 δU_d 的同时, 高压电源的体积和重量也会成倍数的增加; 措施③用提高交流电源的频率 f , 减小电压脉动 δU_d 和提高输出电压 U_d 是一种比较好的方法, 它非但不要求提高变压器、整流元件、级电容器的额定工作电压, 也不要求增大电容器的电容量, 相反还会减小变压器的体积和电容器的电容量, 从而大幅度地减轻电源质量, 缩小电源体积。

提高频率的办法有多种, 一方面可采用目前国内外广泛应用的电力电子变流技术来提高输入电源频率, 另一方面也可采用三相或多相交流的整流电路来提高输出直流电压脉动频率, 降低输出直流电压脉动的大小。

对于采用三相或多相提高电源频率的方法, 可以采用如图 8.8-7 所示的多相整流电路。图 8.8-7 (a) 为三相桥式整流电路, 图 8.8-7 (b) 为多相整流电路, 它是由三相电源移相后整流得到的, 可大大减小电源输出电压的脉动。

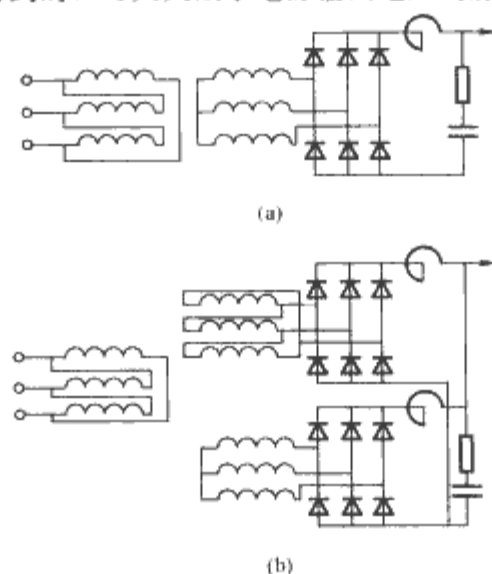


图 8.8-7 三相或多相桥式整流电路

(a) 三相桥式整流电路; (b) 多相桥式整流电路

通常情况下, 三相及多相整流电路用于容量较大、脉动较小的电源效果是很好的; 而对于容量不大, 便于携带的试验电源来说, 还是采用电力电子技术, 提高频率为好。因为该技术使用电力电子器件, 其体积、质量都小且容易控制。

为了减少电源因负载引起的电压降落和电压脉动, 要求在大功率输出时, 也常用对称倍压电路, 如图 8.8-8 所示。对称倍压电路实际上由两个串级倍压电路组成, 只是省去了一个主电容器柱, 此外, 也有采用三相倍压或其他较复杂的电路。

串级型倍压电路通常制成充气型。目前应用在电子加速器、离子注入机、中子发生器、

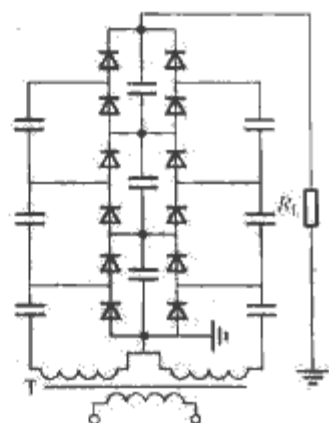


图 8.8-8 对称倍压电路

电子显微镜、X 光机等装置。如, 上海先锋电机厂制造的用于中子发生器 160kV 直流高压电源采用图 8.8-6 电路, 5 级倍压, 输出电流 1mA, 供电频率 2kHz, 高压变压器 600V/14kV, 整流器件 2DL6J 共 20 只, 电容器 C804-0.1μF/50kV

共 10 只, 钢管内充 0.49MPa 的 $N_2 + CO_2$ 混合气体。

1.1.5 变压器级联式倍压直流高压电源

变压器级联式倍压直流高压电源电路 8.8-9 所示, 它的工作原理与格富纳赫尔型倍压电路相同, 其不同之处只是多了几个相同的格富纳赫尔倍压电路。

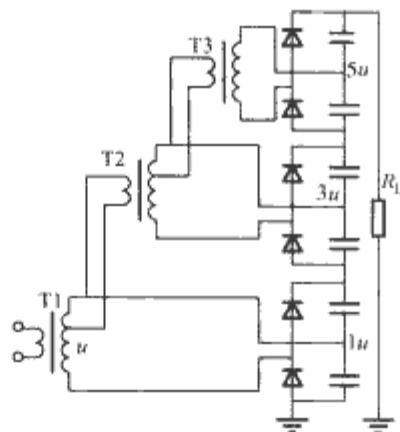


图 8.8-9 变压器级联式倍压直流高压电源电路

这种电源的特点是输出功率较大, 若将倍压电路换成桥式整流电路, 可得到大的电流输出。但当变压器级联较多时, 由于最下面的一台变压器容量很大, 最上面的一台变压器对地绝缘要求很高, 所以线路内部电感大、功耗大、电压降落大。

这种电源可用于电子加速器、离子加速器及直流耐压试验设备等装置中。如, 日本东芝公司制造的用于电子加速器上的高压电源, 它采用图 8.8-9 所示的变压器级联式倍压电路, 输出直流高压 1MV, 输出电流 10mA, 钢筒内充 $N_2 + CO_2$ 混合气体, 干式变压器用环氧树脂浇制。

1.1.6 串心磁环变压器型直流高压电源

串心磁环变压器型直流高压电源如图 8.8-10 所示。在若干个磁环上各绕有二次侧绕组, 一次侧绕组穿过所有磁环, 每个二次侧绕组都有自己的磁环构成磁回路感应交流电压, 并通过各自的整流电路。串接所有的整流电路, 就能获得直流高压。

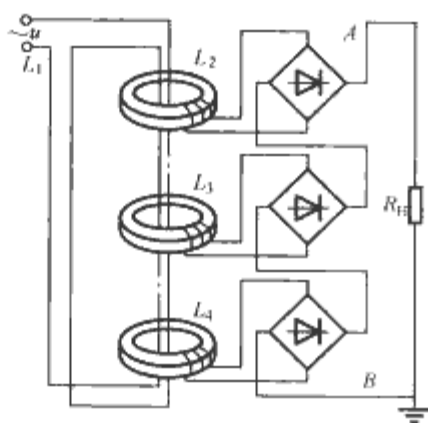


图 8.8-10 串心磁环变压器型直流高压电源

这种电源的特点是漏磁小, 具有并联特性, 故输出直流功率大、体积小。但是一、二次侧绕组间需有很好的绝缘, 因此限制了直流电压的提高。这种电源可用于电子加速器、质子加速器、电子束焊接机等大功率电子束和离子束装置中。

日本三菱电机公司制造的 DC-300kV、100mA 串心磁环变压器型直流高压电源应用于 DP-300 型电子辐照装置, 制造的 DC-180kV、250mA 串心磁环变压器型直流高压电源应用于电子焊接装置。

1.1.7 几种倍压电路比较

下面以 4 倍压电路为例, 比较一下半波、全波和并列倍

压电路的特点。

图 8.8-11~图 8.8-14 分别给出了半波 4 倍压、全波 4 倍压和并列 4 倍压整流电路以及由计算机仿真得到的整流电路各部分波形。其中 U_s 为正弦波信号源, 频率为 50Hz, 幅值为 500V, 信号源内阻 $R_s = 10\Omega$ 。

虽然在无负载的情况下, 它们的输出电压均为 2kV, 但在有载情况下, 它们的输出电压明显不同 (幅值、脉动、电压降); 三种倍压电路对变压器的绝缘水平、整流元件和级电容的耐压等级要求不同。

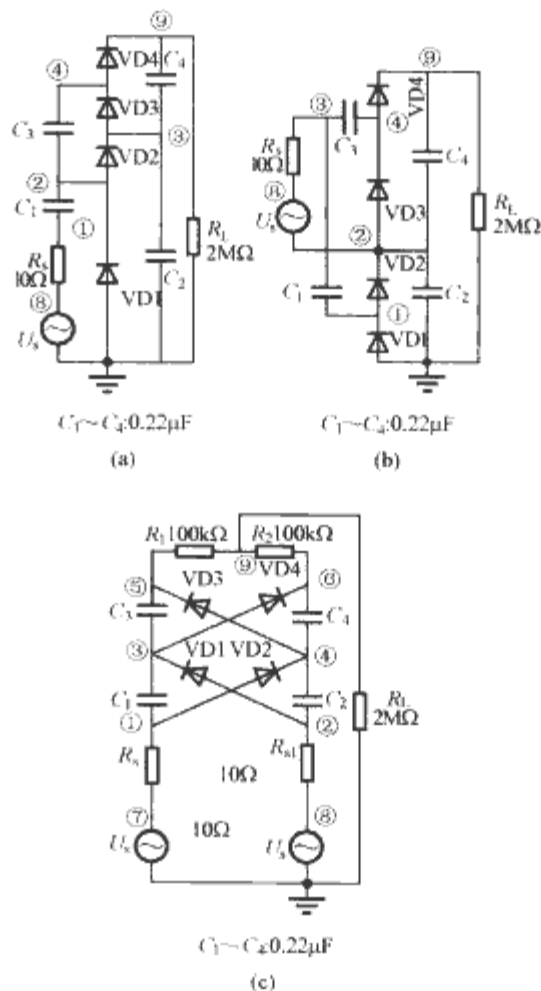


图 8.8-11 半波、全波、并列 4 倍压整流电路 (a) 半波 4 倍压; (b) 全波 4 倍压; (c) 并列 4 倍压

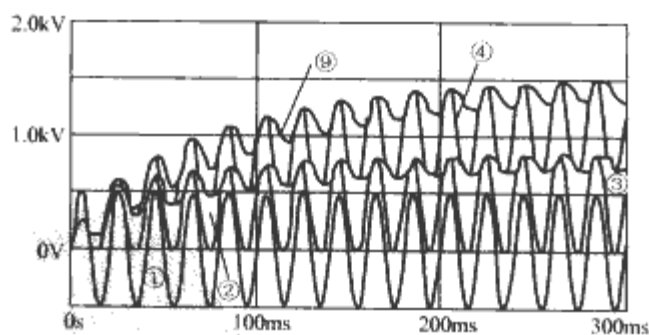


图 8.8-12 半波 4 倍压整流电路的各部分波形

1.1.7.1 半波 4 倍压电路

(1) 输出电压建立时间较长, 约 300ms 左右输出电压才达稳定。

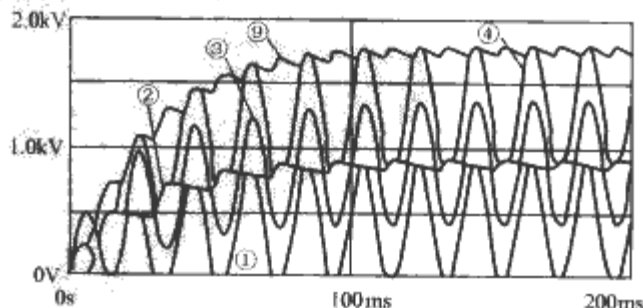


图 8.8-13 全波 4 倍压整流电路的各部分波形

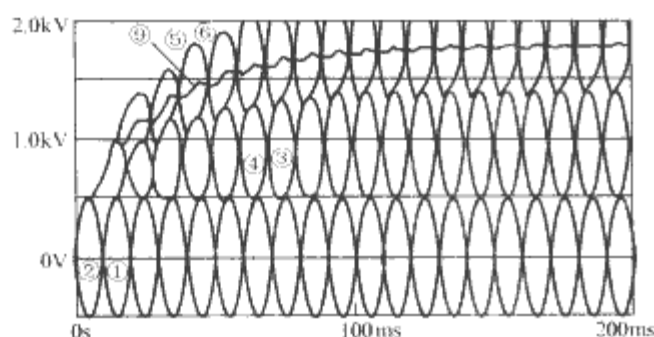


图 8.8-14 并列 4 倍压整流电路的各部分波形

(2) 输出电压脉动较大, U_{p-p} 约为 200V, 脉动周期为 20ms。

(3) 输出脉动电压的底部值约为 1.36kV。

1.1.7.2 全波 4 倍压电路

(1) 输出电压建立时间较短, 约 120ms 左右输出电压已经达到稳定。

(2) 输出电压脉动较半波倍压明显减小, U_{p-p} 约为 60V, 脉动周期为 10ms。

(3) 输出脉动电压的底部值约为 1.74kV, 明显高于半波倍压。

但是, 从图 8.8-11 (b) 和图 8.8-13 可以看出, 这种全波倍压电源的技术难点是由于 U_s 被直流悬浮, 点②的电压约为输出直流电压的一半, 所以对变压器的绝缘水平要求较高。因此, 采用这种方案设计输出电压特别高的高压电源, 通常是不经济的。

1.1.7.3 并列 4 倍压电路

(1) 输出电压建立时间较短, 约 120ms 左右输出电压基本达到稳定。

(2) 输出电压的脉动明显比半波倍压和全波倍压小, U_{p-p} 约为 30V, 脉动周期 10ms。

(3) 输出脉动电压的底部值约为 1.77kV, 与全波倍压基本相同。

(4) 整流二极管的耐压为 U_s 幅值的 4 倍 (在半波、全波倍压电路中二极管的耐压为 U_s 幅值的 2 倍)。

并列倍压电路实际上可看作是由两个半波倍压电路通过合理的接续而构成的具有平衡结构形式的倍压电路, 虽然它只比半波倍压电路增加了一个二次线圈 (相位差 180°), 但电源的各项性能指标却得到明显提高, 并且它不存在全波倍压的变压器被直流悬浮的问题。所以, 并列倍压电路在高压电源领域被广泛应用。

1.2 高频开关高压电源

随着高压电源在科学研究、国防、工农业、医疗卫生以及高精尖技术领域中的广泛应用, 对高压电源的性能指标也不断提出新的、更高的要求。如进一步减小高压电源的体积, 实现小型化、轻量化, 便于携带; 进一步提高高压电源的响应速度, 提高自动化程度等。解决这些问题采用传统的工频整流技术是难以实现的, 必须依靠先进的电力电子技术。

近年来, 电力电子技术取得了很大的发展, 特别是大功率自关器件的应用水平日益提高。一种基于新型功率半导体开关器件的 PWM 高频逆变技术已在电工技术中得到了广泛应用, 如交流电动机调速、逆变电源等, 它在高压电源技术方面, 目前也正在得到广泛的应用。以 IGBT、MOSFET 等为开关器件产生比工频高几百倍频率的正弦波或方波电压, 可以大大减小高压电源的体积和质量。因为频率提高后, 倍压电路中的级电容可以大大减小, 升压变压器的体积也可以

减小, 从而使电源小型化、轻量化。同时, 电源的响应速度可大大提高, 电源输出电压的脉动明显减小。

图 8.8-15 和图 8.8-16 分别给出了在工频 (50Hz) 和高频 (20kHz) 情况下, 半波 4 倍压电路的输出电压波形。

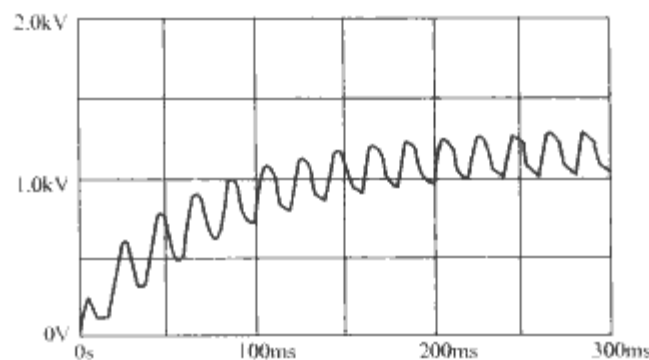
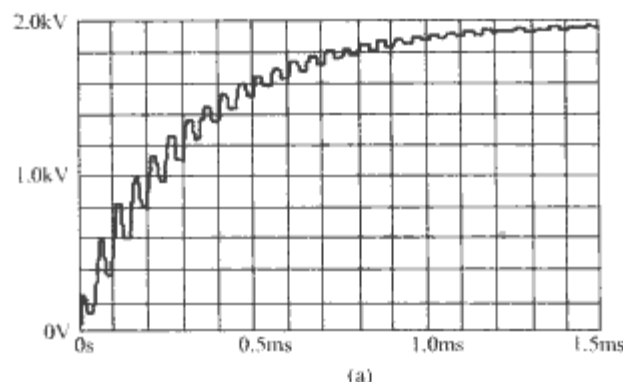
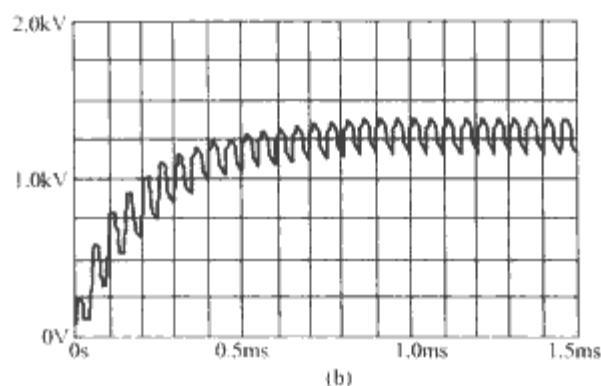


图 8.8-15 半波 4 倍压电路的输出电压波形 (工频)

(频率 $f=50\text{Hz}$; 变压器二次电压 $U_{2p}=500\text{V}$, 滤波电容 $C=0.22\mu\text{F}$, 负载 $R_L=1\text{M}\Omega$)



(a)



(b)

图 8.8-16 半波 4 倍压电路的输出电压波形 (高频)

(a) 频率 $f=20\text{kHz}$; 变压器二次电压 $U_{2p}=500\text{V}$; 滤波电容 $C=0.22\mu\text{F}$; 负载 $R_L=1\text{M}\Omega$; (b) 频率 $f=20\text{kHz}$; 变压器二次电压 $U_{2p}=500\text{V}$; 滤波电容 $C=680\text{pF}$; 负载 $R_L=1\text{M}\Omega$

1.2.1 高频开关高压电源基本原理

用电力电子技术产生直流高压的框图如图 8.8-17 所示。其基本原理简述如下:

交流电源经整流单元 1 整流、滤波后, 变换成低压直流电压送入逆变单元 2, 逆变单元 2 由触发单元 5 控制, 可使低压直流电压逆变成高频方波电压, 然后经倍压整流单元 3 将电压升高, 变成直流高压。反馈单元 6 将输出的高压信号

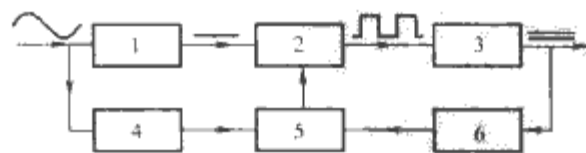


图 8.8-17 用电力电子技术产生直流高压的框图

1—整流单元; 2—逆变单元; 3—倍压整流单元;
4—低压直流单元; 5—触发单元; 6—反馈单元

反馈到触发单元5,只要调整触发单元5的预置电压就可调节直流高压的输出电压。低压直流单元4是提供触发单元5的低压直流电源,逆变单元2是由电力电子器件组成的电路,它可以是单端正激电路、单端反激电路、推挽电路、半桥电路、全桥电路。图8.8-18给出了后两种电路的具体接线图。

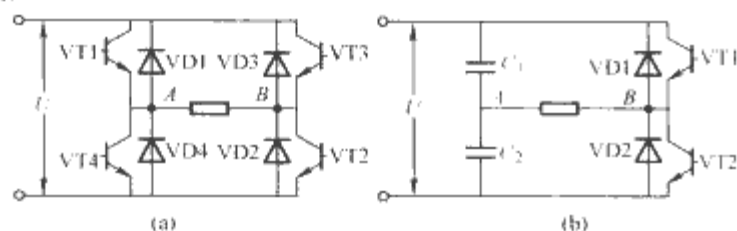


图 8.8-18 逆变单元接线图

(a) 单相桥式逆变电路; (b) 单相半桥式逆变电路

图8.8-18(a)为单相桥式逆变电路,该电路由4只开关管 VT1、VT2、VT3、VT4 和4只二极管组成。VT1、VT2 和 VT3、VT4 两两导通和截止,在 A、B 两点间将产生交变的方波电压。

图8.8-18(b)为单相半桥式逆变电路,该电路由两个电容器、两个开关管和两只二极管组成,即由两个电容器代替了桥式电路中的两个开关管。同样,在 A、B 两点间产生交变的方波电压, A、B 两点接至倍压整流单元3的变压器输入端。

在图8.8-17中,触发单元5控制逆变单元2中开关管的导通与截止。另外,触发单元5的控制芯片通常还具有过电流、过电压和频率调节等功能,当高压电源输出出现过负荷或短路时,触发单元可使逆变单元2停止工作,从而保护了开关管和整个高压电源。通常用脉宽调制(PWM)方式调节输出电压。对于输出功率较小、性能较低的高压电源,也可采用自激方式控制开关管。

由于电力电子器件承受高电压(过电压)的能力比较差,所以,必须采取保护措施。如何提高电力电子器件在高电压领域应用中的可靠性和稳定性是要进一步研究的课题。

目前国外高频开关高压电源的最高水平为充气型钢管内充 SF₆ 绝缘气体,供电频率 10kHz,输出直流高压大于 4MV,输出电流大于 20mA。

1.2.2 高频高压变压器

高频高压变压器与普通的工频高压变压器相比,两者无论在选用的材料上,还是在结构上都存在明显差异。这主要是由于随着工作频率的提高,变压器的分布参数(寄生电容、电感等)对变压器的性能影响越来越大。我们先来分析一下高频高压变压器中的寄生电容问题。

如图8.8-19所示,由于高压变压器的绕组上线圈匝数较多,相邻导线间的间隔很窄,因而导线与导线之间具有电容;再者多圈导线不可能绕在一层上,需分成若干层绕制,这样层与层之间也存在较大电容,此电容称为寄生电容。实际上这种电容在整个线圈内以分布常数方式存在,可将它等效集中在线圈的两端之间,设其容量为 300pF。

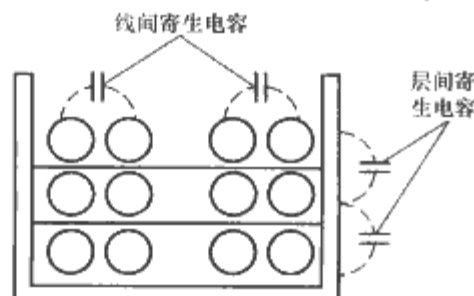


图 8.8-19 变压器的寄生电容

对于高频变压器来说,该寄生电容相当于接在高频交流电压端上(见图8.8-20),毫无疑问,每个周期 C_s 中都有电流流动。取 f=20kHz, U₂=10kV, 则单位时间内给电容 C_s 充放电的能量为

$$P_s = C_s U_2^2 f / 2 = 300 \times 10^{-12} \times (10 \times 10^3)^2 \times 20 \times 10^3 \text{ W} = 300 \text{ W}$$



图 8.8-20 寄生电容的电流

当然,此能量并没有全部被损耗掉,但它却使高频变压器一次开关管产生很大损耗,并且由于很大的电流给 C_s 充放电,还会产生噪声,严重影响变压器的输出特性。

具有相同输入电压与输出电压的两只高压变压器,因具有不同的结构和绝缘方式,它们的分布参数会明显不同。换句话说,高压变压器的结构和绝缘方式对高压变压器的性能有很大影响,所以这里着重介绍高频高压变压器的结构特点和绝缘方式。

1.2.2.1 结构特点

(1) 变压器的铁心。高频高压电源变压器的材料主要有:薄的电工钢带、铁氧体、磁介质、非晶态合金等,当频率超过 10kHz 时,通常采用铁氧体。当需要功率较大或电压较高时可采用 E 形或 U 形铁氧体铁心。如果一个铁心所承受的功率不能满足要求,可用两个或多个叠起来,如图8.8-21所示的那样。

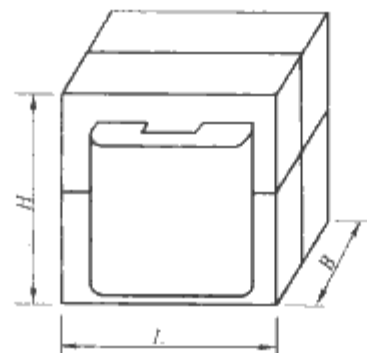


图 8.8-21 E 形铁心高压变压器结构

(2) 变压器的变比和绕组结构。变压器的变比和绕组结构直接影响高频高压变压器的性能。在低频变压器中,绕组绝缘对变压器最佳参数影响不大;在频率较高的变压器中,铁心与绕组的体积本来可以大大压缩,但由于电压一定时的绝缘距离不能减小,从而导致铁心尺寸也不能随频率的升高而下降。因此,当高压变压器的变比较高时,提高频率并不能减小铁心尺寸。相反,铁心与绕组的损耗却随频率的提高而激烈增长。

高压变压器中高压绕组的分布电容通常为 20 ~ 400pF,具体数值和匝数、线径、线圈尺寸有关。该分布电容的充电电流按下式确定

$$I_s = 4U_1 C_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 f \quad (8.8-10)$$

式中: C_s 为高压绕组的分布电容; U₁ 为高压变压器一次电压; N₁、N₂ 分别为变压器一、二次绕组的匝数。

表8.8-2列出了 C_s=10pF, U₁=100V, 及不同频率和不同变比下的平均充电电流。

表 8.8-2 平均充电电流和变比及频率的关系

电源频率 (kHz)	不同变比时的平均充电电流 I_p (A)				
	10	20	40	50	100
0.4	0.001 6	0.006 4	0.025 6	0.102 4	0.12
1	0.004	0.016	0.064	0.256	0.4
5	0.02	0.08	0.32	1.28	2
10	0.04	0.16	0.64	2.56	4
20	0.08	0.32	1.28	3.12	8
50	0.2	0.8	3.2	18.8	20

从表 8.8-2 可以看出, 当变比和频率都较高时, 充电电流将达到不允许的程度。试验表明, 采用增大漏磁、使铁心饱和或引入非磁间隙、采用复杂的分段绕法并把各段屏蔽起来等方法, 都不能有效降低充电电流。因此, 这种变压器只能在 400Hz 以下的电源中使用, 在频率 5kHz 以下的大中功率电源中也可以使用。在小功率高压电源中使用变比应不超过 40。当频率在 5 ~ 20kHz 范围内时, 变比建议不要超过 20; 当频率更高时, 建议变比不要超过 10。

为了减小分布电容, 降低绕组的层间电压, 常把高压绕组做成分段的 (见图 8.8-22)。针对功率 1kW, 电压 10kV 的变压器试验结果表明, 采用这种结构可以把分布电容降低到 60pF。二次绕组分四段, 绕在厚 3.5mm 的环氧混合物底筒上。一次绕组绕在绝缘的二次绕组外面。二次端部绝缘距离为 6mm, 段间距为 3mm。二次绕组 405 匝, 线径 0.2mm。二次绕组外绝缘厚度仍为 3.5mm。一次绕组绕在二次绕组的外面, 用 0.63mm 的线五股并绕 11 匝, 共两层, 层间用厚 0.1mm 的一层云母纸绝缘。一、二次绕组之间有金属化层, 以均匀电场。一次绕组外包厚 0.1mm 的玻璃漆布两层。

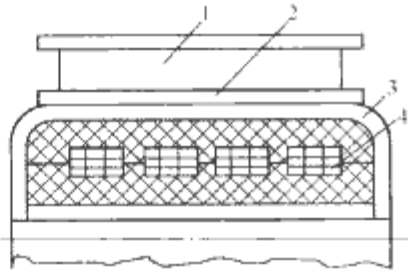


图 8.8-22 高压绕组分段的变压器结构
1 一次绕组; 2 绝缘; 3 金属化层; 4 二次绕组

上述变压器外形的长、宽、高尺寸分别为 65mm、65mm、80mm, 输出电压 5.5kV, 输出电流 0.182A、效率 99.5%、频率 16kHz、输入电压 300V 或 150V 均可。

外壳密封的高压变压器结构如图 8.8-23 所示, 输出电压 8kV, 频率 40kHz。铁心由磁介质 MII140 做成, 尺寸为 44 mm×28 mm×10.3mm。绝缘层是厚 20~30μm 的聚四氟乙烯薄膜或聚酯薄膜。变压器分两次灌注绝缘混合物, 二次绕组绕完后灌注一次, 然后绕一次绕组, 变压器装在铝外壳中后再灌注绝缘混合物, 灌注厚度为 1.2~1.5mm。变压器输出功率 800W。由于散热器有良好的冷却作用, 变压器的温升不会超过 10℃。

高压变压器也可以装入绝缘外壳中, 如图 8.8-24 所示的那样。用玻璃布带把 E 形铁心的两半缠在一起, 铁心固定在底板上。为了防止灌注混合物固化后对铁心产生机械应力, 铁氧体铁心的整个表面或包电工胶布, 或涂一定厚度的硅橡胶。装配好的变压器固定在玻璃纤维增强的塑料外壳中。变压器浸环氧绝缘漆, 并灌注环氧混合物。变压器结构

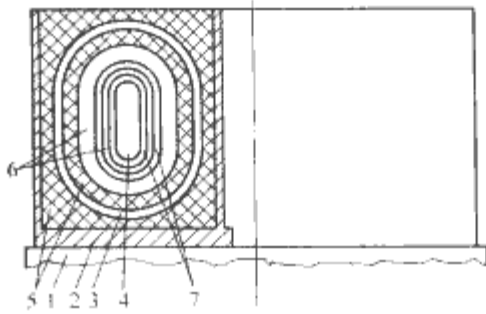


图 8.8-23 外壳密封的高压变压器结构
1 散热器; 2 外壳; 3 一次绕组; 4 铁心;
5 灌注层; 6 二次绕组; 7 绝缘层

在很大程度上由铁心来确定。合理的铁心形状会显著减小变压器尺寸。

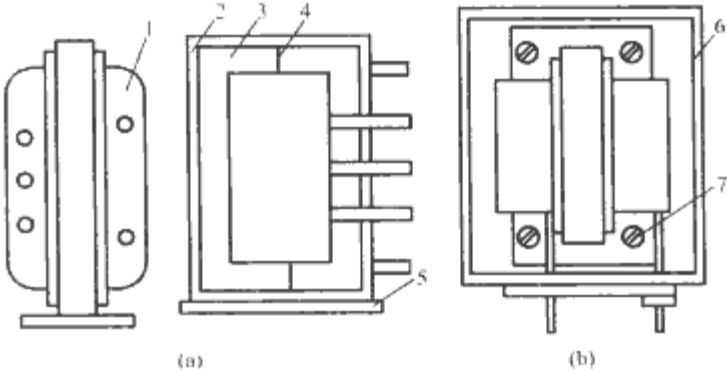


图 8.8-24 带绝缘外壳的高压变压器结构
(a) 装入外壳之前; (b) 装入外壳后, 灌注前
1 线圈; 2 玻璃布带; 3 铁氧体铁心;
4 粘结剂; 5 底板; 6 外壳; 7 螺钉

图 8.8-25 所示心柱为圆形的 E 形铁心适用于频率 30~100kHz 的高压变压器。由于它的心柱和铁轭的截面积较小, 而窗口尺寸较大, 窗口中放置圆形线圈能获得最佳填充。

在高压变压器中, 绝缘间隙占体积的相当大一部分, 减小绝缘间隙的尺寸就能压缩变压器的体积。在三相高压变压器中, 把中间相的引出头放在下边, 各个线圈按锥形结构绕制, 电压高处绝缘距离大, 电压低处绝缘距离小, 相间距离由相间电压决定。由于电压降低了, 相间距离可以减小, 从而压缩了铁轭的尺寸 (见图 8.8-26)。

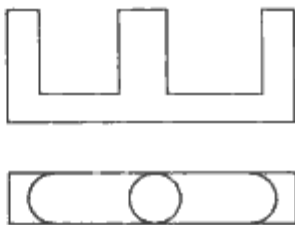


图 8.8-25 高压变压器用铁氧体铁心的最佳形状

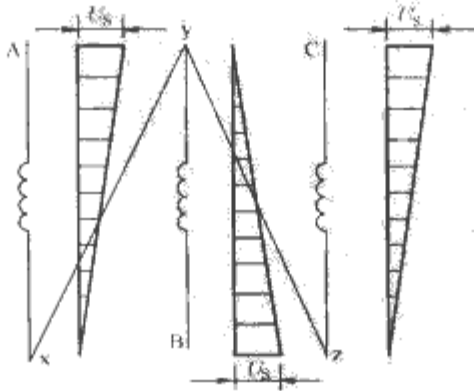


图 8.8-26 中间绕组反绕时的电压分布图

降低空气隙间电压的第二种方法是把高压绕组分成很多段, 段数越多, 每段的电压就越低, 这样可以减小空气隙 δ_4 。当整流器一端接地时可以减小 δ_5 (见图 8.8-27)。

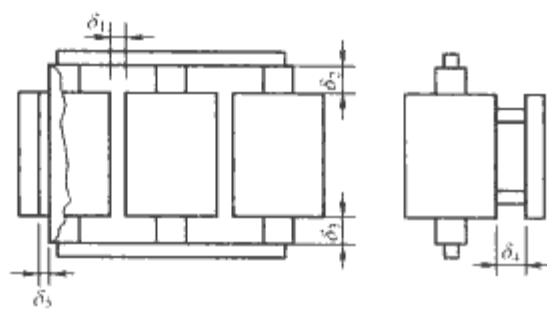


图 8.8-27 高压变压器结构中的绝缘间隙（空气隙）

对于功率 10kW，相电压 12.9kV 的三相变压器和传统结构三相变压器进行比较的结果如下：

传统结构的变压器：59dm³。

中间线圈反绕的变压器：36dm³。

高压绕组分段的变压器：35dm³。

从上列数据可见，后两种方案的变压器体积可减小 40%。

图 8.8-28 给出了一次（N₁）和二次（N₂）绕组的结构及相互配置方案。其中图 8.8-28（a）的方案漏磁较大，仅在小功率时应用。图 8.8-28（b）适合于在 100W 左右的功率下采用。对于大功率变换设备而言，可采用图 8.8-28（c）所示的结构，因为它的漏磁小。

1.2.2.2 绝缘材料和绝缘方式

（1）绝缘材料。绝缘材料也叫电介质或介电材料，其主要作用是把带电体和不带电体或电位不同的带电体相互隔离，保证电流按一定方向流通。另外，某些绝缘材料在变压器中还起冷却与防护作用。

表 8.8-3 常用绝缘纸和薄膜的主要性能参数

材料名称	型 号	耐热 等级	厚度 (mm)	密度 (g/cm ³)	耐压 (V)	tanδ	ε _r		
电缆纸	DLZ-08	A	0.08	0.85	600		3 浸油后 4~4.8		
	DLZ-12		0.12		900				
	DLZ-17		0.17		1200				
	DLZ-08		0.08	0.8					
	DLZ-12		0.12						
	DLZ-17		0.17						
聚酯纤维纸		B	0.08	0.35~0.40					
聚酰胺纤维纸		F	0.08	0.9					
聚酰胺纤维纸		F	0.15	0.92	22kV/mm				
呋二唑纤维纸		H	0.16	1.03	20kV/mm				
聚酯薄膜	6020	E	0.04	1.38~1.40	100kV/mm	0.02	3~3.2		
聚酰胺薄膜		H	0.03~0.06		90kV/mm	0.003	3.5~4		
聚酰亚胺薄膜		C	0.03~0.06	1.38~1.41	100kV/mm	0.004	3		
聚四氟乙烯薄膜		C	0.04~0.12	2.1~2.3	28kV/mm	0.000 2	1.8~2.2		

注 tanδ 为介质损耗角正切；ε_r 为相对介电系数。

表 8.8-4 各种液体电介质的主要性能参数

材料名称	密度 (g/cm ³)	热导率 [W/(m·℃)]	热膨胀系数 (1/℃)	ε _r	tanδ	抗电强度 (kV/mm)
10 号变压器油	0.8~0.9	0.15~0.16	0.000 7	2.1~2.2	0.01	16~18
25 号变压器油						18~21
电容器油	0.8~0.9			2.1~2.3	0.005	20~23
甲基硅油	0.93~0.98	0.095~0.167		2.6~3.0	0.000 3	15
乙基硅油	0.95~1.06			2.4~2.7	0.000 5	15
苯甲基硅油	1.01~1.08			2.6~2.8	0.000 3	18
十二烷基苯	0.863~0.865					24
三氯联苯	1.37			5.0~5.6	0.000 5	6

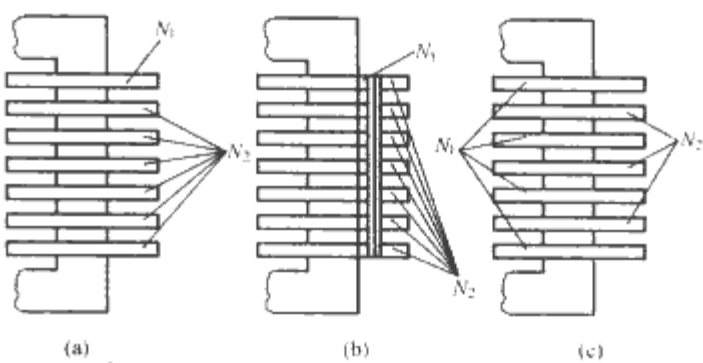


图 8.8-28 高压高频电源变压器的绕组分布方式

(a) 圆盘式；(b) 圆筒式；(c) 交替式

绝缘材料的品种很多，通常按材料的状态可分为气体、液体、固体三大类。在高压变压器中最常用的气体绝缘材料是六氟化硫，液体绝缘材料主要是变压器油、电容器油等。固体绝缘材料的品种很多，常用的有：各种绝缘纸、薄膜、层压制品和塑料等。

绝缘纸和薄膜是绕组层间及绕组间绝缘用材料。常用的有电缆纸和电容器纸以及各种合成纤维纸。常用绝缘纸的主要性能参数见表 8.8-3。在确定必需的绝缘厚度时必须考虑安全系数，根据对变压器可靠性的要求，通常在 5~9 的范围内选取该系数。

液体电介质常用的是变压器油。在油浸式变压器中，油起冷却、绝缘、密封、灭弧四大作用。国产变压器油有 10 号、25 号、40 号三种。各种液体电介质的主要性能参数见表 8.8-4。

环氧混合物常用于浸渍及灌注变压器。环氧混合物的组成成分有两种的，也有三种或四种的。成分不同或各种成分的百分比不同，所组成的环氧混合物性能会有很大差别。灌注用环氧混合物主要性能参数示于表 8.8-5，环氧混合物的抗电强度和工作温度的关系如图 8.8-29 所示。

表 8.8-5 灌注用环氧混合物的主要性能参数

参数名称	无填充剂	有填充剂
热导率 $[W/(m \cdot ^\circ C)]$	0.16	0.65~0.88
线膨胀系数 $(1/^\circ C)$	$(60\sim63) \times 10^{-6}$	$(25\sim60) \times 10^{-6}$
收缩率 $(\%)$	0.5~2.3	0.4~1.0
介电系数 ϵ		3.3~4.7
介质损耗角正切 $\tan\delta$		$(1.0\sim3.5) \times 10^{-2}$
抗电强度 (kV/mm)		20~30
表面飞弧电压 (kV/mm)		1.4~1.5

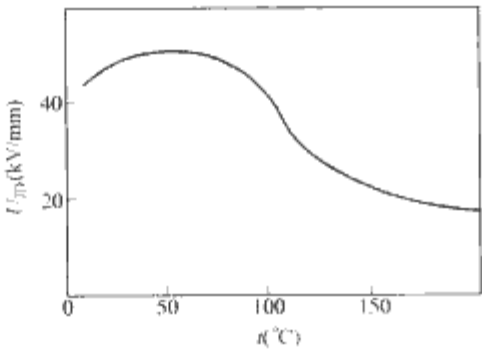


图 8.8-29 环氧混合物的抗电强度和温度的关系

(2) 绝缘方式 高压变压器的尺寸、质量、可靠性在很大程度上取决于绝缘系统。因此，绝缘系统是这种变压器设计中的重要问题。实践证明，既能保证在结构方面处处均匀，没有应力集中的点、线、面，又能保证在工作状态下绝缘结构中的电场也处处均匀，不存在强电场区，这样的绝缘系统机械强度和抗电强度都较高，因而是最佳的。

高压变压器的绝缘方式有以下几种：用气体绝缘，如用空气、SF₆气等；用液体绝缘，如变压器油、硅有机液体、氟有机液体等；用固体绝缘，如环氧混合物、氧化硅粉、云母粉等。从绝缘的方式来看，固体绝缘主要分两大类：①灌注，即把整个变压器或高压绕组灌封起来。常用的灌注材料主要是环氧混合物，也可采用甲丙树脂等塑料，用压塑的办法把整个变压器封起来；②填塞，即用氧化铝、氧化硅、云母粉、滑石粉等绝缘的细小颗粒材料把整个变压器埋起来，把变压器中存在的空腔填满。由于气体绝缘和液体绝缘都需要外壳，使变压器结构复杂化，增大了变压器的尺寸和质量。因而，在采用固体绝缘能满足要求的情况下一般不采用气体和液体绝缘。只有在电压很高、功率较大的情况下才用液体绝缘。用固体绝缘方式中的填塞方法时，由于材料的颗粒间易留存有气泡，因而只能在电压不超过 3~5kV 的变压器中应用。

目前高压变压器中应用最广的是灌注环氧混合物的绝缘方式，其具体方法有两种：①全灌注；②只灌注线圈。全灌注式是将变压器中的铁心和绕组灌注成一体。这种绝缘方式的机械强度高，防潮性能好。但是，由于环氧混合物的线膨胀系数很大，环氧混合物在低温下收缩，会使变压器铁心受到很大的机械应力，从而严重影响变压器的电磁性能，还将引起环氧灌注结构开裂。为了减小这种应力，在灌注之前，铁心上要包一定厚度的玻璃布带或涂上一定厚度的硅橡胶作

为缓冲层。但这种弹性物质的存在会使铁心的有效窗口面积减少 5%~10%。全灌注结构的另一缺点是变压器出现故障时无法修理。因此，目前应用最多的是只灌注绕组的变压器结构。绕组可以有底筒也可以无底筒。绕组两端、绕组之间、绕组和铁心之间、绕组外等处的绝缘都可以一次灌注出来，绝缘性与整体性都很好。对于多次灌注的绕组，一次绕组绕好后，靠灌注环氧混合物形成绕组的内外及两端的绝缘，然后将外表面喷砂打毛，垫一定厚度的绝缘纸之后再绕二次高压绕组，绕好后再进行第二次灌注，如此等等，可以进行多次。这种方法可以保证绝缘尺寸均匀，绕组在灌注模中的固定比较方便。但生产周期大大延长。

高电位变压器的绕组和铁心可以连在一起，然后再用绝缘子将整个变压器支撑起来。这种方法可以减小变压器的尺寸和质量，也使变压器的设计制造比较方便。

2 高压脉冲电源

2.1 功率脉冲电源

功率脉冲电源又称“强脉冲电源”，它是为脉冲功率装置的负载提供电磁能量的装置，构成脉冲功率装置的主体。通常，它包括一次能源、中间储能脉冲成形单元及转换单元等几部分。由于功率脉冲电源几乎包含了脉冲功率装置的全部，所以在许多场合不加区别，把二者相提并论。

功率脉冲电源技术是当前一门比较活跃的前沿科学技术，它是高新技术研究的重要技术基础，目前已应用到以下重要的科学研究领域：等离子体物理与受控核聚变研究、核爆炸模拟、粒子束惯性约束聚变、自由电子激光、大功率微波、强流电子束集团加速及粒子束武器等，并形成了许多新兴学科，如抗核辐射电子学、相对论电子学和高亮度物理学等。

2.1.1 功率脉冲电源的基本组成与功能

功率脉冲电源是实现脉冲功率的能量压缩装置。如图 8.8-30 所示，功率脉冲电源由三大单元组成，即初级能量单元、中间储能脉冲成形单元及转换单元。

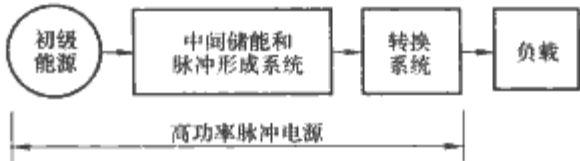


图 8.8-30 功率脉冲电源的组成

初级能源的种类繁多。它包括：以电场形式储能的电容器或 Marx 发生器，具有磁能的电感器或脉冲变压器，具有一定转动惯量的各类机械能发电机，化学能装置，核能装置。采用何种装置、应视用途和中间储能、脉冲形成系统的性质以及本身成本而定。

中间储能和脉冲成形系统，除具有储能和成形脉冲的功能外，有时还起转化能量的作用。它包括：容性传输（或成形）线、感性储能器、脉冲变压器、磁通压缩发生器的变压器、磁流体发电机的通道发电系统以及使用机械能的感应发电系统等。使用何种系统，应视初级能源的类型和负载性质以及本身成本而定，有时不需要中间储能和脉冲成形系统，仅用转换开关系统即可。

转换系统是指电源内各种转换开关，它包括闭合开关和断路开关两类。实际上，它们可分布在脉冲电源的不同位置。视应用不同，有时只用闭合开关，有时仅用断路开关，有时联合使用。

就一般情况而论,功率脉冲电源工作过程如下:首先经过慢储能,使初级能源具有足够的能量;然后,向中间储能和脉冲形成系统充电(或注入能量);能量经过储存、压缩、形成脉冲或转化等某些复杂过程之后,最后快速放电给负载。

虽然功率脉冲电源三大单元的部件种类繁多,组成的电源形式千差万别,但以储能形式来分类可将功率脉冲电源分为:电容储能、电感储能、化学能、核能和机械能的功率脉冲电源。实际应用中主要是前两种储能形式的功率脉冲电源。

2.1.2 电容储能功率脉冲电源

电容储能是以电场形式实现的。这种储能形式最早被用到单脉冲快放电技术中,直到20世纪70年代中期,脉冲功率技术一直是以电容储能与闭合开关技术为基础。因此,电容储能功率脉冲电源在脉冲功率技术中占有重要的地位。

由于脉冲功率技术中的许多应用领域需要重复脉冲,所以电容储能的前途决定于能否研制出高储能密度、低电感、长寿命和高重复率的新型电容器。另外,由于用在重复脉冲工作电容器的储能密度,目前仅为单脉冲工作的电容器储能密度的 $1/3 \sim 1/4$,对低电感和高重复频率的电容器内局部放电的电场强度仅为直流电容器的25%,因此,高重复率工作和耐高电压电容器的研制成为当今的重要课题。

总的说来,电容储能简单,所需充电功率小,技术成熟,容易操作,工作时不影响环境,工作在5MJ以下时经济上合理等。

电容储能的主要缺点是:①若保护措施不当可能发生爆炸事故;②电介质及其击穿场强决定了它的储能密度相对较低;③总储能大于5MJ时造价不合理。倘需5MJ以上能量,可用电感储能代替慢放电,可用磁通压缩发生器代替快放电电容器组。

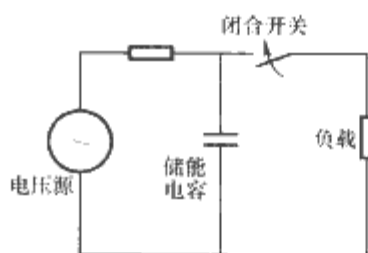


图 8.8-31 简单的电容储能装置原理示意图

图 8.8-31 是简单的电容储能装置电路原理示意图。在实际的电容储能功率脉冲电源系统中,为了能真正获得高功率短脉冲、大电流,必须研究和解决电容器组放电技术、获得高压的 Marx 发生器技术、脉冲功率用传输线技术等。

2.1.3 电感储能功率脉冲电源

电感储能是以磁场方式进行储能的。电感储能技术在现代科学技术领域中,诸如等离子体物理、受控核聚变、电磁推进、重复脉冲的大功率激光器、高功率雷达、强流带电粒子束的产生以及强脉冲电磁辐射等领域,都有极为重要的应用。

图 8.8-32 为简单的电感储能装置原理示意图,实际的电感储能装置要采用多极断路器。电感储能与电容储能相比,具有储能密度高、系统体积小、质量小、造价降低以及

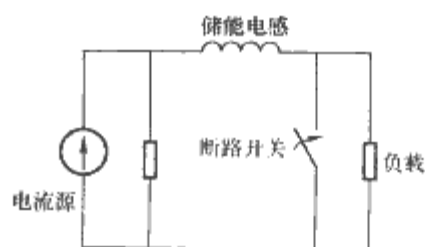


图 8.8-32 简单的电感储能装置原理示意图

但电感储能存在以下缺点:①向负载转换能量时需要大容量的断

路开关,并要求开关动作快、工作可靠和寿命长,因此断路器技术是决定电感储能技术能否发展的因素之一;②单级电感储能装置向负载馈电的能量转换效率低,对电感负载,最大不超过25%,采用多级电感储能可提高效率,但使电路或设备复杂,导致体积庞大和造价升高。

在实际的电感储能功率脉冲电源系统中,必须研究和解决换流技术、断路器技术、多级电感储能技术、大功率脉冲变压器技术和磁压缩脉冲技术等。

2.1.4 功率脉冲电源的发展方向

功率脉冲电源的发展方向主要集中在以下几个方面:

- (1) 由单次脉冲向重复的高平均功率脉冲发展。
- (2) 储能技术。研制高储能密度的电源。
- (3) 开关技术。探讨新的大功率开关概念和研制高重复频率开关。
- (4) 绝缘技术。满足设备和开关小型化的要求。
- (5) 开辟新的应用领域。

有关高功率脉冲技术更深入详尽的内容,请参阅第一卷第8篇《脉冲功率技术基础》。

2.2 高重复频率高压脉冲电源

产生脉冲高电压的一般方法有:电磁方法(如电感线圈和脉冲变压器)、静电法(如 Marx 发生器、叠式传输线变压器、螺旋发生器)、利用压电效应或磁场压缩使动态能量快速转换、利用爆电换能的方法、以高能电子轰击束缚于合适的绝缘体上电荷突然释放的方法等。这些方法至今仍被广泛使用,尤其在高功率脉冲技术领域有重要的应用(如热核聚变、高功率微波、电子束与离子束的产生与加速等)。长期以来,高功率脉冲技术主要为军用,对其虽无严格的定义,但一般作为高功率脉冲技术表征量的参数范围较高(如电子束流:10kA~25MA、脉宽:20~100ns、束流功率:0.1~100TW等)以及存在比较大的技术困难(主要部件没有取得大的突破),重复频率功率脉冲装置一直发展比较缓慢。至今高功率脉冲技术一般只能单次脉冲运行或者低的重

重复频率运行。相反,随着高重复频率的中小功率脉冲电源在环保、电化、金属表面改性处理、大功率激光器等工业领域应用的增多,与之相关的脉冲高电压产生技术近几年发展较快。

目前,工业用高压脉冲电源功率一般为200W~50kW,最小等级为200W。

2.2.1 高频高压脉冲产生技术

应用于工业领域高重复频率的高压脉冲电源产生脉冲高电压的方法主要有:

(1) 利用脉冲变压器直接产生脉冲高电压。由固态开关器件(如IGBT)、一级或二级升压脉冲变压器及磁开关组合形成高压大电流系统,这种方法的优点是电路比较简单,但电源的脉冲参数(频率、占空比)调节范围很窄。另外,对高压脉冲变压器的设计及工艺要求也比较高。

(2) 利用电容储能和闭合开关产生脉冲高电压。存储在高压电容器中的能量通过闭合开关可以在负载上产生脉冲高压。脉冲调制器传统的充电方式是使用工频高压直流电源和LC谐振充电方法,使电容器上可获得两倍于高压电源的电压值。在开关电源技术中,最适合对脉冲电容器充电的电路是串联谐振开关电路,输出近似为恒流源,不但充电效率高,并且具有固有的短路保护能力。在工业应用中的高重复频率高压大电流闭合开关器件可用氢闸流管。为了陡化脉冲

的上升时间及进一步提高脉冲电流,常在后续增设一级或多级磁压缩电路。在几千瓦到几十千瓦的大功率金属蒸气激光器电源常用此方法,脉冲频率可达15kHz以上。

(3) 对直流高电压斩波产生脉冲高电压。这种方法的突出优点是输出高压脉冲的频率和占空比均可在较大的范围内调节,并且可以根据需要输出各种复杂的脉冲波形(如单极性、双极性脉冲,带正负基压的单、双极性脉冲),电源输出的脉冲波形也比较规整,但电源的电路结构相对复杂一些。

2.2.2 高频开关高压脉冲电源

近几年,由于电力电子技术的迅速发展,高频开关技术在高压脉冲电源中的应用也日益增多,并已成为一种发展方向。高频开关高压脉冲电源的基本组成单元如图8.8-33所示。

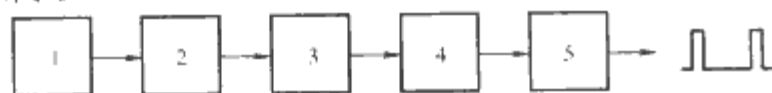


图 8.8-33 高频开关高压脉冲电源的基本组成单元

1 输入和整流单元; 2 调压单元; 3 高频逆变单元; 4 高压(脉冲)变压器; 5 整形输出电路(或斩波输出电路)

2.2.2.1 高频高压脉冲电源关键技术

在高频开关高压脉冲电源中主要涉及的关键技术及难题有: 开关器件、开关驱动技术、绝缘技术、脉冲功率控制技术、脉冲电源与负载匹配、抗干扰及电磁兼容。

(1) 开关器件。高压脉冲电源要真正实现工业实用化,首先必须解决开关器件问题,研制低抖动、高重复频率、高可靠的新型开关。应用于高压脉冲电源的开关器件主要有: ①真空、气体开关; ②火花间隙开关; ③半导体开关。其中前两种开关具有开关速度快(ns级)、容量大的特点,但频率低、击穿电压不稳定、寿命短; 半导体开关以IGBT为代表,其开关速度在0.5~1μs之间,工作频率可达40kHz,其平均电流及耐压指标已达500A/5.2kV,IGCT单体已达800A/6.5kV,可作为高重复频率高压脉冲电源的开关器件。

(2) 固态开关串联技术。在直流高压斩波输出高压脉冲等方法中的固态开关器件往往需要多个器件串联使用以适应所需高压,串联开关除需直流均压及过电压保护外,动态均压以及同步隔离驱动至关重要。在设计动态均压网络时,不能只考虑固态开关器件结电容不完全一致这一项,在开关管关断时,各串联开关对地存在的分布电容放电也会影响到各开关管的瞬态电压分布,工作电压越高,串联开关数量越多,分布电容所带来的瞬态电压不均匀性问题也更加严重。因此,合理分配各开关上瞬态吸收电容而不是将它们简单地均匀分配具有十分重要的工程意义。当然,减小各组件对地分布电容也很有效。利用IGBT已研制成规格为100kV/100A的固态开关,它用100只1700V/360A的IGBT串联接续实现的,为了确保开关可靠工作,它采取了: ①均压——电容、电阻均压方法; ②同步驱动——光同步驱动方法; ③低电感化——同轴构造方法; ④散热——强制水冷方法等。

(3) 叠加式高压脉冲技术。用全控型开关器件直接对直流高压电源进行斩波控制,可以获得高重复频率高占空比的高压脉冲。以这种方法产生的高压脉冲,其幅值受限于开关器件耐压,脉冲电流受限于开关器件的电流容量,脉冲前、后沿速度受限于开关器件的开关速度及负载特性。为了获得所需高电压的脉冲,一般的方法是采用多个开关器件串联使用以提高斩波开关的耐压,但串联使用中各个器件的分布参

数以及各个器件开关参数的差异或是均压网络元件老化变异,隔离驱动信号在时间上略有前后,因故障丢失某个器件的驱动信号等在工程实际上会遇到的问题,都将会导致所有开关器件全部过电压击穿。所以,采用多个开关器件直接串联使用,用来产生高速、高压脉冲,即使精心选择配对器件,设计了动态均压网络和增加了器件的冗余耐量,仍然存在不可靠和不稳定的隐患。

高压脉冲可以由若干个相对独立的矩形波脉冲叠加而形成的,叠加法高压脉冲电源每个开关器件只承担了总脉冲中若干分之一的分量。其开通滞后甚至不工作时,总脉冲中缺少了其分量,此时其开关上电压仍是自己原来承担的分量电压,所以说仍是安全可靠的。其拓扑结构如图8.8-34所示。

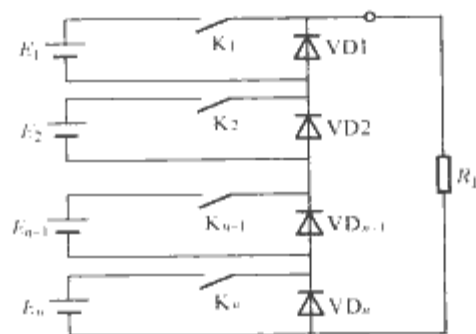


图 8.8-34 叠加式高压脉冲电源拓扑结构

图8.8-34中 E_1 、 E_2 、 \dots 、 E_{n-1} 、 E_n 为互相隔离绝缘的直流电源, K_1 、 K_2 、 \dots 、 K_{n-1} 、 K_n 为全控型高速开关器件, VD_1 、 VD_2 、 \dots 、 VD_{n-1} 、 VD_n 为二极管。当开关 K_1 、 K_2 、 \dots 、 K_{n-1} 、 K_n 全部同时开通后,经过脉宽所需要的时间再全部同时关断,则在负载 R_L 上就会得到一个所需要的脉冲波,其幅度为 E_1 、 E_2 、 \dots 、 E_{n-1} 、 E_n 之和。当某一开关滞后开通或不开通时,其分回路中的二极管将其他已导通分回路的脉冲分量送往负载 R_L ,因此时其回路中二极管导通,则将其回路中开关器件的电压钳位在其分回路电源电压上,虽然此时其分回路所有器件的电平将会被抬高,但开关器件两端的电压仍将保持在分回路中的电源电压上。

采用该电路拓扑构成的高压脉冲电源,可以很方便地得到所需的高压脉冲且提高了工作可靠性。如果需要的话,也可以方便地得到前后沿是阶梯波的脉冲波形。由电路拓扑可知,该电源的输出电流受限于开关器件的电流限额,电源的平均输出功率受限于各个分量电源容量,要增加它们是很容易做到的,电源输出的最高脉冲电压受限单个开关器件的耐压以及回路组数。在开关器件耐压未提高时,只要增加相应回路组数,就可达到所需要的脉幅值,这里需要注意的问题是**提高相应回路电源的绝缘等级**。

(4) 开关驱动技术。一是要减少固态开关器件在开通和关断时承受的开关应力,降低管耗,提高开关的可靠性,延长开关寿命;二是要解决多个固态开关器串联工作时的**高隔离电压同步驱动问题**。开关器件串联工作以及叠加式高压脉冲技术中开关器件采用高速光耦隔离驱动并不适用。光耦隔离驱动除了需要使用辅助电源这个缺点之外,更主要的因为光耦的隔离电压一般只有2.5kV左右,高速光耦的延时也要达到0.5μs~1μs左右,并且光耦在高电场工作时容易发生误导通。磁耦合隔离驱动延时小,可以设计成无源驱动,即不需要辅助电源。直接磁耦合隔离驱动,一般要求占空比 $<1/2$,改进电路拓扑后可以达到占空比0.9,但无源磁耦合驱动电路在驱动脉冲过后的退磁过程中,驱动变压器电感容

易与被驱动器件的输入电容、线路分布电感等产生低频振荡,其抗干扰能力较低。磁耦合驱动耐压一般低于 5kV,绝缘处理得较好时,耐压可达 10kV 左右。在 10kV/10kW 以下高压脉冲电源中,直接磁耦合隔离驱动方法可以采用。高频调制解调并采用高压电缆级联的两级磁耦合变压器构成高隔离电压驱动电路是个较好的方法。利用专用高频调制解调驱动芯片使高频变压器在传输脉冲信号的同时传递驱动能量,不需要高隔离电压辅助电源且有较大驱动能力(解调芯片输出端还可增加一级推拉电路,以增强驱动能力),没有占空比限制、响应速度快、具有过电流检测保护且电路结构简单。因为载波频率高,所以高频隔离变压器体积小,所需匝数少。在两个高频磁心元件上分别绕上输入及输出线圈,用高压电缆分别在两个磁心元件上各绕数匝将它们级联起来就构成了高隔离电压的两级磁耦合高频变压器组,其隔离电压可以达到高压绝缘线绝缘电压的两倍。光纤隔离驱动是一种比较理想的高电压隔离驱动方法。光纤既能传输窄脉冲直至直流控制信号,也能非常方便地满足高压绝缘的问题。驱动组件在检测到过电流现象时,立即切断本组件驱动信号的输出,同时通过另一根光纤将过电流故障信号快速送到系统控制电路,从而实施快速过电流保护,切断所有组件的触发信号,以保证系统的可靠运行。采用光纤隔离驱动,完全杜绝了干扰问题,既实现了高压隔离驱动控制,又能监测开关器件工作状态,提高了工作可靠性。

(5) 绝缘技术。主要是研究在纳秒级脉冲高压下的绝缘机理,解决高重复频率下绝缘材料的老化等问题。

(6) 脉冲电源与负载的匹配及脉冲功率控制技术。高压脉冲电源的负载大都是非纯阻性负载且其阻抗随电源参数(电压、频率、占空比)不断变化。为发挥电源的效能,必须设计阻抗匹配单元,并在电源与负载之间建立合适的反馈控制网络,保证电源有效地向负载注入能量。

(7) 抗干扰及电磁兼容技术。高压脉冲电源在产生高电压大电流高速脉冲时,本身就是一个强大的电磁干扰源,其干扰强度随脉冲电压、脉冲电流及脉冲前后沿速度增加而增强,所以电源本身的抗干扰设计要从电路、结构、工艺、布线、接地、屏蔽、滤波、隔离等全面综合考虑来进行设计,以保证电源在强电磁干扰的环境下仍能长期稳定运行。另外,工业应用的高压脉冲电源产生的功率射频通量是职业性公害,应符合国家职业安全标准。某些高压脉冲电源可像天线一样在周围导体上感应危险电压,其谐波和频率漂移产生的射频干扰也将影响其他应用系统正常工作。因此,高压脉冲电源应采取高压屏蔽措施。

2.2.2.2 高频高压脉冲电源系统组成

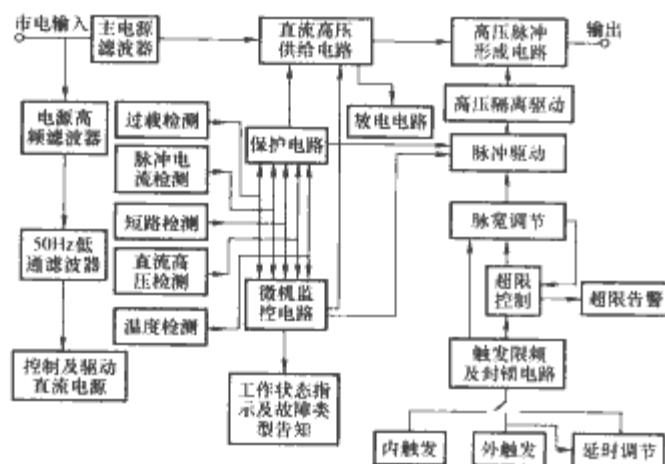


图 8.8-35 高频高压脉冲电源系统组成框图

高频高压脉冲电源因应用场合及脉冲产生方法的不同,其系统组成也有所差异,图8.8-35是采用叠加法高压脉冲产生方法构成的高重复频率宽调节脉冲参数的高压脉冲电源系统组成框图。图中直流高压供给电路单元是由调压、逆变、隔离升压、整流滤波电路构成的多组直流电源输出。放电电路是在故障保护或正常关机时首先切断交流供电后迅速泄放掉直流输出滤波电容器上的电量,以保证操作安全。超限控制电路是在调节脉宽接近或超过触发脉冲周期时能够自动降频并告警。为了提高电源装置的可靠性,除了微机监控电路实施监测保护外,另增设了一套冗余硬件保护电路。

3 高压电源和高压脉冲电源的几种典型应用

3.1 激光电源

1960年5月,美国的梅曼(TH. Maiman)研制成功世界上第一台激光器,标志着激光的诞生。激光电源是激光器的核心部件之一,在激光技术的应用中占有关键地位。激光电源一般由充电回路、预燃电路、放电回路、调Q电路等部分组成。

早期的脉冲激光电源,如谐振充电型或LC恒流充电型激光电源,由于在工频下工作,频率较低,电流变压器和限流电感体积都较大,使得激光设备十分笨重,散热要求高,能耗大,连续工作时间短,工作频率(激光主波脉冲频率)低,充电效率低下。随着电力电子器件及技术的发展,现在的激光电源采用高频开关技术,体积小、效率高、功率集成度高。

每种激光器功率大小和应用场合不同,对电源的要求也不同。例如氦-氖(He-Ne)气体激光器,通常要求数倍于工作电压的起辉电压且正常工作时必须保持恒定的直流电流。以前此类激光电源,采用笨重的工频变压器产生二次高压,经整流滤波乃至倍压来获取直流高压,再利用分立电子元器件组成的复杂电路来实现恒流,电源结构庞大笨重、功耗大、效率低、音频噪声大、难于制作。随着新的电子器件、变换技术地不断出现和应用,气体激光电源也引入了高频开关电源技术,电源的电路设计趋向高频化、集成化、简单化、通用化,结构趋向小型化。

3.2 环保及空气净化电源

进入20世纪后期,伴随着各国工业的迅速发展,环境污染也日益严重,它正在危及人类的生命安全。人们已经意识到,要实现人类社会的可持续发展,必须保护环境。治理环境污染已成为摆在我们面前的一项重大课题。现代科学技术的发展,为我们治理环境污染提供了多种有效手段。以下简介在空气净化及环保领域有重要应用的臭氧发生器电源和电除尘电源。

3.2.1 臭氧发生器电源

臭氧是氧的同素异型体,由三个氧原子组成。在常温下臭氧极易分解为氧气,而它分解生成的初生态氧如单原子(O)具有极强的氧化能力,它能有效地脱色、除臭、消毒、废水的氧化分解、降低COD、BOD,对有机化合物等污染物去除彻底,而且不产生二次污染,已经得到了广泛应用。它可以用于饮用水消毒,冷却水、工业废水的处理、漂白,空气消毒及除臭等。

3.2.1.1 臭氧产生的方法

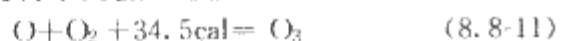
臭氧产生的方法有:化学法、电解法、紫外线法及高压无声放电等方法。

高压无声放电因适合于较高气压、较大容量而广泛应用于工业臭氧发生器,它是在放电间隙中间加装上绝缘介质(绝缘介质一般为玻璃或搪瓷)。当放电发生时,电流在纳秒级内被中止而不能转化为电弧,在整个放电空间中形成放电,从而导致臭氧的产生。

也有利用沿面放电方法来产生臭氧。这种方法虽然放电电极可以做得很小,而且易于冷却,但因其臭氧的生成量很低,只适用于小型装置。

3.2.1.2 高压电源与臭氧产生的效率

臭氧发生器的主要指标是单位能量的臭氧输出值(η),即 $1\text{kW}\cdot\text{h}$ 电能产生臭氧的千克数。按照生产臭氧的反应式为



产生 1g 分子臭氧,约消耗 $0.04\text{kW}\cdot\text{h}$ 的电能,则单位能量臭氧输出的理论值 η_0 为 $1.2\text{kg}/\text{kW}\cdot\text{h}$ 。

实际上,臭氧发生器的臭氧生产效率(η/η_0)%比较低。影响臭氧发生器臭氧生产效率的因素很多,涉及高压电极的布置、高压电源的类型、绝缘材料的选用以及低温等离子体放电条件等许多问题。其中,用于臭氧发生器的电源对臭氧生产效率有较大影响。

随着高压电源技术的发展,人们对高压电源在臭氧发生器中的应用也做了大量的研究工作。发现电源的波形、电压幅值、电源频率对臭氧产生效率都有影响,其中电源的频率和电源的输出电压波形是影响臭氧产生效率的两个重要因素。

早期的臭氧发生器既可使用工频交流高压电源,也可使用高频交流高压电源。人们发现提高电源的工作频率能提高臭氧的生产效率,但当时高频电源采用高频发电机,这种电源虽然电压调整容易,缺点也很多,如旋转部分故障频繁、效率低、发热严重、价格昂贵。现代半导体技术和电力电子技术的发展,给臭氧发生器电源带来了一场革命,高频大功率 GTR、IGBT 的应用,它减小了电源设备的体积,提高了电源频率可调范围和工作可靠性,也使得人们对臭氧发生器的电源频率与臭氧生产效率有了更深入的研究。研究发现,与工频 50Hz 相比,高频电源在提高臭氧生产效率的同时,也使平板间隙的击穿电压降低了一半。

除了高频电源,人们还研究了脉冲电源对臭氧生产效率的影响。研究结果表明,高压脉冲电源能够提高臭氧的生产效率。较早研究这一问题的是 J. Salge 等人,并提出了脉冲高电压的实现方法,即高压充电电容对球隙放电的方法,放电触发靠旋转电极接触器,脉冲电源输出电压波形的陡度与臭氧生产效率关系很大。为了提高高压脉冲的陡度,以 S. Masuda 为代表的日本静电界,对以旋转火花间隙实现的连续陡脉冲做了大量的研究工作,明显提高了臭氧发生器的效率,比使用普通电源的工业无声放电臭氧发生器效率提高了 15% 。

利用高压电容对旋转火花间隙放电虽然可以产生连续的陡脉冲,但是这种电源受旋转火花隙机械性能的限制,输出脉冲频率通常在几百赫兹以内,而且旋转火花隙的寿命较短,体积较大。为此,人们开始采用 IGBT 等新型功率开关器件,结合脉宽调制技术(PWMD),用软磁铁氧体代替高硅钢片制作升压变压器,开发高频高压脉冲臭氧发生器电源。

这些新技术、新材料、新器件的有机结合,使臭氧发生器的脉冲电源具有输出电流脉冲窄脉宽、陡前沿、高重复频率、大能流密度的特性,电源的体积也大幅度减小,臭氧发生器的运行效率得到很大提高。

3.2.2 电除尘高压电源

电除尘器是一种利用电场力从气体中分离并捕集悬浮微

粒的设备。它由本体、高压电源及控制系统三部分组成。由于它具有除尘效率高、风阻小、损耗低、能处理高温烟气、能处理大烟气量、能处理腐蚀性气体和微粒等优点,因此,越来越广泛地应用在电力、冶金、水泥、造纸和化工等工业部门,成为除尘、除雾、分离杂质的重要设备。

有效的电除尘除了受除尘器本体结构影响外,主要取决于高压供电装置的供电质量、供电方式和控制性能。

电除尘高压电源通常是负高压输出,额定输出电压一般在 $60\sim 72\text{kV}$ 之间,额定输出电流通常为 $10\sim 2000\text{mA}$ 。其供电方式主要有直流供电方式、间隙供电方式和脉冲供电方式。

因为电除尘器处理烟气的工况和粉尘条件不断变化,差别很大,所以必须根据具体情况,采用合适的高压电源以获得高的除尘效率。

3.2.2.1 直流供电方式高压电源

直流供电方式高压电源是出现最早也是比较常规的电除尘高压电源,它对于中比电阻($\rho: 10^4\Omega\cdot\text{cm}\sim 10^{11}\Omega\cdot\text{cm}$)粉尘的收集是十分有效的,但对于高比电阻($\rho>10^{11}\Omega\cdot\text{cm}$)粉尘的收集效果较差。

电除尘器在收集高比电阻粉尘时,由于在收尘极上沉积的尘层电压降很高,当尘层的场强超过其击穿场强时(通常为 $8\sim 12\text{kV}/\text{cm}$),尘层开始击穿,此现象称作“反电晕”现象。反电晕产生的正离子从收尘极上发射出来,造成悬浮粒子失去负电荷或者带上正电荷,从而失去趋向收尘极的驱动力或者改变运动方向,使收尘效率大大降低。为了克服收集高比电阻粉尘时产生的“反电晕”现象,除了采用宽极距电除尘器(超高压供电)以及烟气调质等手段外,在电除尘器的供电电源方面还开发了间隙供电和脉冲供电两种新的供电方式。

3.2.2.2 间隙供电方式高压电源

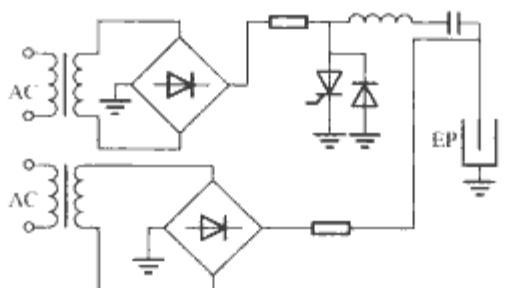
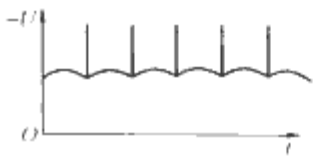
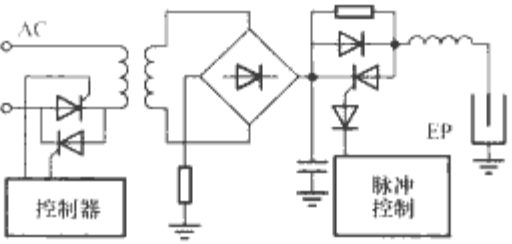
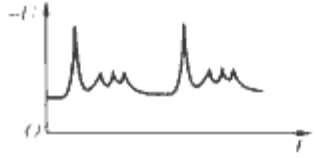
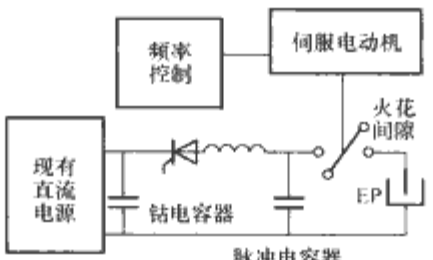
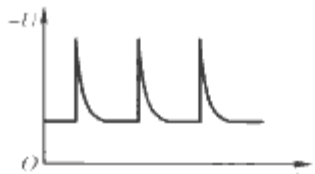
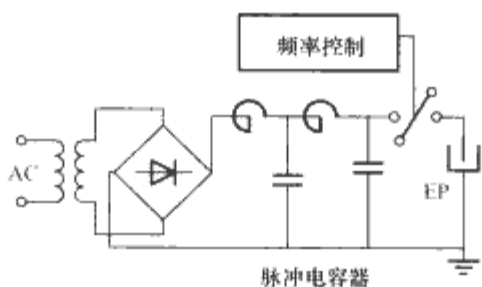
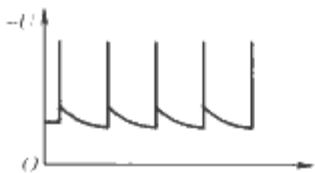
这种供电方式的高压电源是通过改动常规高压电源的控制电路实现的。具体地说,将一个周期性阻断控制单元插进高压电源变压器一次的晶闸管整流器 VR(或 GTR 等功率开关)控制电路中,周期性地阻断通往 VR 的信号,使流向除尘器的电流波形呈间隙状,电流波形的占空比可以根据需要加以调整,通常可由手动旋转给定或者由自动控制系统自动寻找最佳点。对于微机控制的高压电源,VR 通断产生间隙波形的占空比则只要在编程时加以设定即可。

3.2.2.3 脉冲供电方式高压电源

电除尘器采用脉冲供电技术,可以将除尘器粉尘层内的平均电流强度限制在一个不至于产生反电晕,同时又能维持足以使尘粒荷电,从而产生空间电荷的峰值电压范围内,提高收尘效率,另外它还具有节能的特点。因此电除尘器的脉冲供电技术一直受到全世界电除尘界的高度重视,并在 20 世纪 80 年代得到了广泛的应用,近几年又有了较大的发展。

脉冲供电方式高压电源是由短促的高压脉冲叠加在稍低于起晕电压基础之上,作为电除尘的供电电源。尽管世界上各大公司生产的电除尘高压脉冲电源的种类很多、结构各异,但从结构原理上基本可以分为两大类:一类是利用大功率开关器件在低压侧形成脉冲,然后再通过脉冲变压器升压耦合到电晕极上;另一类就是高压储能式的脉冲电源,它是利用高压硅整流变压器直接对脉冲形成电容器充电,然后再利用不同的高压开关形成高电压脉冲,为电除尘器供电。前一类方法由于存在大功率脉冲变压器制造方面的困难及存在磁滞伸缩问题,造价也比较高,目前使用较少。后一类方法应用较多,按线路的结构它大致可分为四种。其结构、输出波形及特点比较见表 8.8-6。

表 8.8-6 四种脉冲电源的结构、输出波形及特点比较

线 路 结 构	输出电压波形及特点
	 <p>(1) 整套装置采用两套电源装置供电。一套直流基础电源，一套频率及峰值都可控的脉冲电源 (2) 产生的脉冲电压波形单一且稳定 (3) 采用无触点的半导体开关</p>
	 <p>(1) 整套装置采用一套电源装置供电。直流基础电压不可控 (2) 脉冲电压波形是衰减的多脉冲波形 (3) 采用无触点的半导体开关</p>
	 <p>(1) 采用单一的直流电源供电。不使用直流基础电源 (2) 脉冲电压波形是衰减的多脉冲波形 (3) 采用无触点的半导体开关与旋转火花开关相结合</p>
	 <p>(1) 采用单一的直流电源供电，不使用直流基础电源 (2) 脉冲电压波形是衰减的多脉冲波形，易实现高峰值 (3) 采用旋转火花开关 (4) 结构及使用比较简单</p>

脉冲供电适用的脉冲宽度有两种：一种为 $1 \sim 2\mu\text{s}$ ，另一种为 $50 \sim 500\mu\text{s}$ ，宽脉冲不利于除尘效率的提高。

表 8.8-7 是世界几大著名公司的电除尘脉冲电源应用效果典型实例。

表 8.8-7 电除尘脉冲电源的应用效果

时间	用途	烟尘温度 ($^{\circ}\text{C}$)	烟尘比电阻 ($\Omega \cdot \text{cm}$)	出口含粉尘 (mg/m^3)		效 率		脉冲供电 含尘减少率 (%)	脉冲供电输入 电能减少率 (%)
				常 规	脉 冲	常 规	脉 冲		
1990	意大利玛格拉 发电站 (四种低硫煤)	155	$(2.5 \sim 5.7) \times 10^{12}$	330	45	97.3	99.6	86.4	83.1
			$(2.5 \sim 3.1) \times 10^{12}$	170	20	98.0	99.7	88.2	80.8
			$(1.0 \sim 3.9) \times 10^{12}$	145	25	98.5	99.8	82.8	78.6
			$(0.1 \sim 0.4) \times 10^{12}$	50	20	99.2	99.6	60	68.2
1989	日本 (锅炉 用三种煤)	120	9.4×10^{11}	7	99.8	99.9	76.7	27.1	
		123	1.5×10^{12}	80	64	99.5	99.6	20	40.3
		124	2.5×10^{12}	101	99.3	99.5	31.3	28.9	
1989	日本 (水泥加 工碾磨机)	110	8.0×10^{10}	7.8	4.4	>99.9	>99.9	43.6	58.2
		161	4.5×10^{10}	20.5	8.8	>99.9	>99.9	57.1	39.6
1986	中国太原钢铁 公司 (烧结 机传送带)	100	1.0×10^{13}	478	72	—	—	84.9	50
1983	丹麦发电厂	150	2×10^{12}	200	120	98.6	99.1	40	
1982	希腊水泥厂	150	10^{11}	70	20	99.9	>99.9	71.4	30

从表 8.8-7 可以看出, 在比电阻 $10^{10} \Omega \cdot \text{cm} \sim 10^{13} \Omega \cdot \text{cm}$ 范围内, 脉冲供电的收尘效率总是高于直流供电的收尘效率。在其他条件相同时, 比电阻越高, 其出口粉尘的减少率越高, 其效率提高的也越快, 同时还能节省能量。

近年来, 国内外的大量研究表明, 脉冲供电除尘器除了在收集高比电阻粉尘方面有显著的优点外, 还可去除烟气中的 SO_2 和 NO_x , 从而大大提高环境空气的质量。方法之一是脉冲电离活动等离子体活化法。具体做法是: 在电除尘器的电晕极上施加正脉冲电压, 脉冲宽度为 $100 \sim 500 \text{ ns}$, 脉冲前沿极陡, 为 $20 \sim 100 \text{ ns}$, 使产生脉冲电晕在除尘器上游侧添加氨气 (NH_3), 通过脉冲电晕等离子体化学作用 (PPCP) 生成 NH_2 原子团, 并通过等离子体中化学气相沉积 (CVD) 作用, 将 SO_2 和 NO_x 转化为硝酸铵、硫酸铵或者硫酸铵复盐的气溶胶体, 在电除尘器中加以捕集。现在可做到 SO_2 脱除 95%, NO_x 脱除 80%。因设备造价昂贵, 目前尚难商品化, 正处于探索研究阶段, 但无疑很有发展前途。

3.2.2.4 电除尘高压电源的控制系统

电除尘高压电源的控制系统是为了对除尘器中产生的瞬时火花干扰实现必要的调整和快速的控制, 以便获得良好的电流波形和稳定的运行效果。具体地说, 它应具有以下几种主要控制特性:

(1) 火花跟踪控制特性。它是以电除尘器电场闪络信号为控制依据, 其过程是检测环节把闪络信号取出, 送到电压自动控制单元中处理后, 发出控制指令, 使主回路中的调压开关器件迅速关断, 设备中断高压输出。待电场介质绝缘强度恢复后, 再从较低的电压值重新开始升压, 并逐渐逼近电场的火花放电电压, 直至下一次闪络信号出现, 又重复上述过程。通过调节电压上升速度或下降速度, 可以改变电场的闪络频率, 使电场处在所谓的“最佳火花率”下, 从而获得较高的除尘效率。

(2) 临界火花跟踪控制特性。当通过电除尘器的烟气及其中的粉尘变化时, 电场的击穿电压也随之不断变化, 但具有临界火花跟踪特性的控制系统可使运行电压始终稍低于击穿电压。这种控制信号是取出闪络前的预兆信号, 来自动调整供电电压, 使供电装置输出运行在发生火花前的某一电压下。

(3) 恒压控制特性。它可以保证在工况条件变化引起击穿电压变化较大的情况下, 电源输出电压保持基本稳定。

(4) 恒流控制特性。它可在工况条件变化比较频繁的情况下, 仍能使电源输出电流比较稳定。

(5) 最佳平均电压控制特性。其特性是电场电压以“爬坡”方式分阶段上升, 即在电场电压上升过程中, 每单位时间电场电压上升一定幅值, 并把前一时间内检测到的电压“保存”起来, 与下一个单位时间内所检测到的电压值进行比较, 若电压增量为正, 则允许电压继续上升, 相反则降低电场电压值, 因此可使设备运行在最高平均电压下。

3.3 雷达发射机及电真空器件用电源

雷达广泛应用于军事、气象、遥测、遥感、航空、航天等领域。雷达控制用电源是雷达系统的一个重要部分, 电源的稳定性、纹波等技术指标, 将直接影响雷达系统的性能。雷达系统的供电体制主要有 $50 \text{ Hz}/220 \text{ V}$ (或三相 380 V) 和 $400 \text{ Hz}/220 \text{ V}$ (或 110 V 、 230 V)。雷达系统各部分所需的高压、低压电源都是经 50 Hz 或 400 Hz 交流电经过升压或降压得到的。

以下分别介绍用于雷达系统的 400 Hz 中频电源和高压电源。

3.3.1 雷达系统的中频电源

400 Hz 中频电源是军用制导雷达站的主要电源设备。 400 Hz 中频电源的实现方法有三种:

(1) 采用机械旋转式的变频电源。即使用旋转发电机组, 用油机或 50 Hz 工频交流电动机拖动中频发电机, 发出 400 Hz 中频交流电。这种传统形式的中频电源目前仍在使用。但是, 存在着笨重、效率低 (一般低于 75%)、噪声大、动态品质差及输出波形差等缺点, 所以, 用以下两种形式的电源取代它已成为必然趋势。

(2) 采用晶闸管的静止式变频电源。近年来, 随着电力电子技术的飞速发展, 电力电子静止变频技术已经成熟, 静止式变频电源的主要特点是: ① 电路简单、输出电压波形接近正弦波、射频干扰较小, 所需晶闸管较少; ② 供电性能的主要技术指标优于和达到机组电源技术性能; ③ 噪声系数低于 65 dB , 可减小对环境的污染, 有利于操作人员身体健康; ④ 效率高 (90%), 节约电能。但是, 由于自然换流变频器中晶闸管的换流依赖于负载, 所以, 这种电源承受冲击负载的能力差。

(3) 以 IGBT 为功率开关器件的谐振模式中频电源。其特点是承受冲击负载的能力强, 输出频率稳定而不受负载影响, 输出电压波形为正弦波。

图 8.8-36 和图 8.8-37 分别为雷达谐振中频电源的主电路和原理框图。

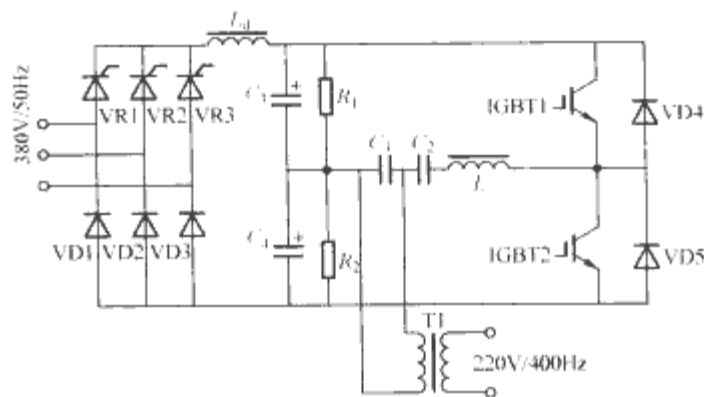


图 8.8-36 雷达谐振中频电源主电路

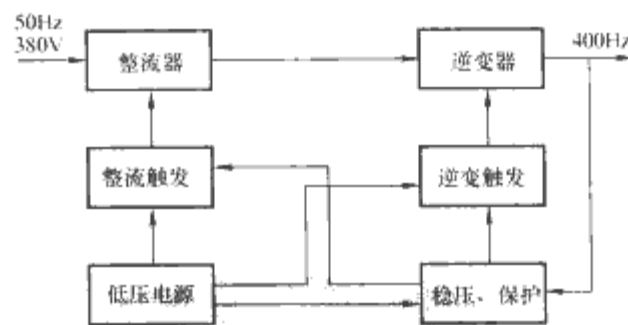


图 8.8-37 雷达谐振中频电源的原理框图

在图 8.8-36 中, 先把 50 Hz 三相交流整流成直流电压, 再把直流电压逆变成 400 Hz 单相交流。整流主电路是三相半控桥式晶闸管整流器。逆变主电路采用由自关断 IGBT1、IGBT2、谐振电容 C_1 、 C_2 、谐振电感 L 及续流二极管 VD1 、 VD5 等组成的谐振逆变器。输出电压稳压是通过采样输出电压, 反馈控制整流晶闸管的导通角大小, 从而调整整流主电路的输出直流电压, 以达到稳定 400 Hz 输出电压的目的。在图 8.8-37 中, 整流触发电路产生三路 VR 触发脉冲, 逆变触发电路产生两路 IGBT 驱动号, 稳压电路保证输出电压稳定, 保护电路设有输出短路、输出过载、输出过压、IGBT 过流、输入缺相、过热等保护功能。

3.3.2 雷达系统的高压电源

高压电源系统是发射机的重要组成部分, 它往往决定了

发射机的可靠性和体积、质量,其性能好坏直接关系到发射机的射频质量和寿命,影响发射机的性能。早期,由于受电力电子技术和大功率开关器件的限制,大功率高压稳压电源多采用真空开关管作调整管的串联调整稳压器,其不但效率低(一般在35%~50%),而且体积庞大,占用了数倍有用功率的电网容量。20世纪80年代后,随着现代电力电子技术的发展,不断涌现出各类大功率器件,特别是IGBT的广泛应用及各类高效、低污染电路拓扑日新月异,高频逆变器电源已在雷达中广泛应用,其效率一般可高达90%,而且体积小、质量轻、响应快。小、中功率电源已在雷达发射机中普遍运用,几乎取代了过去的串联调整稳压器。10~30kW的中功率高压电源在产品上也常用。

图8.8-38是目前用在雷达发射机上的最大功率量级140kW高压开关电源的框图,它是某引进雷达采用的方案。50Hz、380V三相交流经整流后输出约500V直流,经过并联开关变流器来预稳电网提供的功率并控制能量储存,同时把500V电压升高到660V左右,开关频率选在3kHz,其后有20000μF的滤波电容。在20000μF电容上接三路并联工作的8kHz全桥变流器,三路全桥变流器的输入端处各有10000μF储能电容,输出端分别接至三只独立的高频开关变压器T1、T2、T3的一次,T1、T2、T3二次的高压整流器串联输出约40kV/3.5A的直流高压,加到调制器开关管阴极上。输出滤波电容为1μF,3kHz、8kHz变流器是从输出端40kV上分压取样,改变其驱动脉宽(PWM),从而改变工作比,也就稳定了输出电压。

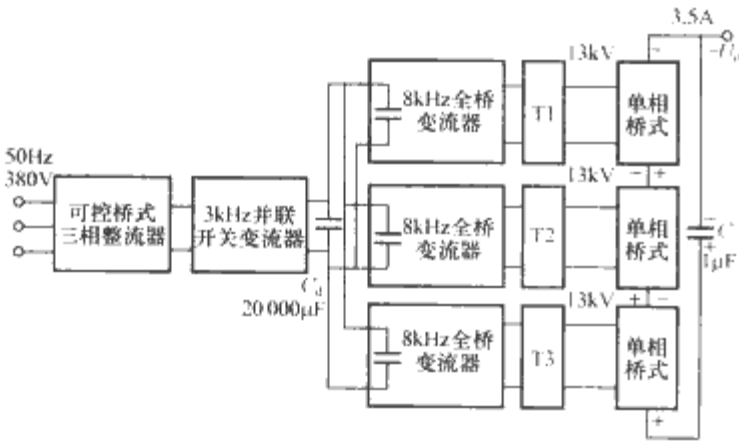


图 8.8-38 高压开关电源框图

图8.8-39是图8.8-38的简化原理图(这里只画一个全桥变流器)。图中有关参数及设计说明如下:

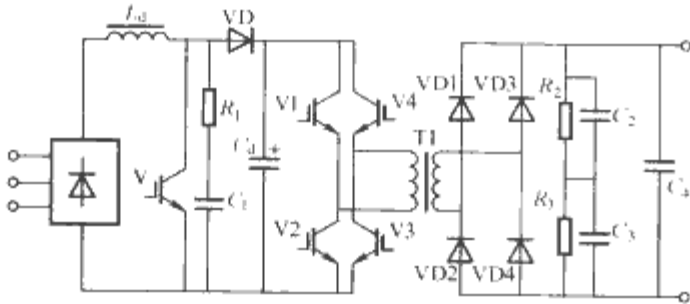


图 8.8-39 高压电源的简化原理图

(1) 输入是50Hz/380V,在380V进入之后有个EMI滤波器,按C-L-C形式构成,每相加有限流电感,以保护整流器不受损坏。

(2) 三相桥式整流器是半控的,即上面三只整流器是VR,下面三个是二极管,另有一串续流二极管。中间储能电容器C₀很大,要求慢慢充电,调VR的导通角可调整电压慢慢升高,到满压后VR全导通。当发生内部短路或负载打火时,切断去VR的触发信号,并快速切断380V的交流

供电,VR大约6ms即可切断电源。

(3) 平滑滤波电感L_d(L_d=720μH)兼作储能电感,L_d、C_d、VD、V、R₁、C₁组成Boost电路,C_d=50000μF,作为三个8kHz变流器的储能元件,每个变流器给出1/3功率。并联开关变流器在C_d上给出660V直流电压,供给8kHz变流器。

(4) 并联开关变流器(Boost型)能升压是因为L_d上的感应电压通常高于其输入端电压,通过二极管VD的隔离作用,C_d上的电压U₀高于输入电压U_i。

由公式U₀=U_i/(1-δ)可知,在δ<1时,U₀>U_i。其中工作比为δ=τ/T_r。

Boost型变流器开关管V的选择原则是:耐压额度U_C=1.65U₀/(1-δ),考虑到L_d上有尖刺及电网变化±10%等因素,一般选择U_C≈2U₀为好;电流为输入电流I_i,选择管子时应有一倍余量。这种Boost型电路多用在大功率场合,作为预稳级更合适。

3.4 医疗设备用高压电源

随着医学科技的发展,医疗仪器设备无论从数量上,还是从品种上也随之发展起来,其作用也越来越明显。很多医疗设备都离不开高压电源,高压电源的性能直接影响这些医疗设备的功能和医疗效果。

3.4.1 核医学仪器中的高压电源

核医学仪器品种很多,如现在的大型SPECT、γ相机;功能测量仪器:骨密度仪、甲功仪、肾功仪、心功仪;检查仪器:放免测量仪;环境检测仪器:γ污染测量仪等。这些仪器都离不开高压电源。

上述列举的各种仪器大都有室内台式和便携式两种形式。室内台式仪器中的高压电源多采用±12V、±15V、±24V经升压电子电路实现;携带式中的高压电源多采用3V或6V,R20电池经升压电子电路实现。高压电源方框图如图8.8-40所示。

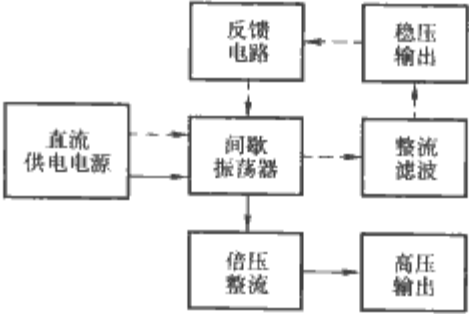


图 8.8-40 高压电源方框图

表8.8-8给出了部分室内台式仪器和携带式仪器的高压电源性能。

表 8.8-8 核医学仪器高压电源性能		
项目指标	室内台式仪器	携带式仪器
供电电压	±12V、±15V、 ±24V、±30V (交流整流后的直流)	电池供电:3V、6V
输出电压范围	0~1.5kV、0~3.0kV	300V、900V、1200V
输出电压极性	+或-	-
输出电流	0~500μA、0~2mA	30μA、50μA
纹波电压	<30mV	<30mV
输出电压8h稳定度	<0.1%	0.1%
输出电压瞬时稳定性	<0.01%	0.01%
平均温度系数	<0.01%/℃	<0.01%/℃
负载变化时的电压变化	<0.05%	固定负载
刻度指示误差	<1.0%	<1.0%

从表 8.8-8 可以看出,根据不同的要求可以选用不同的高压电源,如果便携仪器的高压可以满足室内台式仪器的要求,则室内台式仪器也可以选用便携式仪器的高压电源,这二者没有严格界限。由于厚膜电路的发展,现在大部分室内台式仪器已在采用。

3.4.2 医用 X 射线高压电源

X 射线在医学上主要用于图像诊断技术,已被广泛应用。可用于 X 射线透视、X 射线拍照、X 射线 CT 等方面。这些仪器的图像质量(主要是对比度和浓度)是由 X 光管发射 X 射线的能量分布决定,而 X 射线的能量分布受供给 X 光管的高压(称“管电压”)性能影响非常大,其最大输出能量与管电压成比例增加。这就对医用 X 射线高压电源的性能提出了较高的要求,为了保证图像清晰稳定,高压电源输出的电压波形必须具有高精度和高再现性。

图 8.8-41 给出了医用 X 射线高压电源的负荷范围。由此可以看出:作为医用 X 射线高压电源的最大规格有 30kW、50kW、100kW。通常,在 X 射线诊断装置中的管电压变化范围在 20~150kV 之间,管电流变化范围在 0.5~200mA 之间,负荷变化范围很大。但对于 X 射线 CT 装置来说,其管电压在 100~140kV 之间,管电流在 50~400mA 之间,与通常的 X 射线诊断相比,它所要求的高压电源负荷范围比较小。

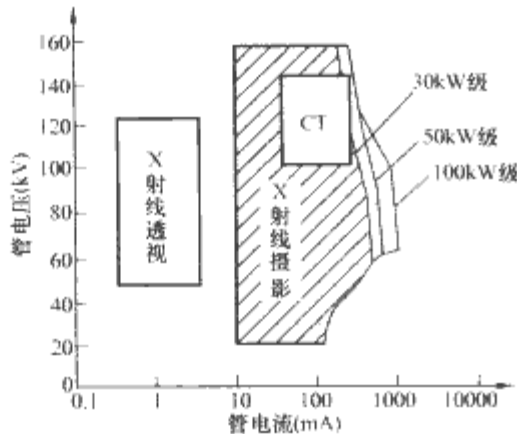


图 8.8-41 医用 X 射线高压电源的负荷范围

由于 CT 机装置的高压电源负荷变化范围比较小,所以它的高压电源特别适合于采用谐振型 DC-DC 变换方式来设计。图 8.8-42 为谐振型 DC-DC 式 CT 机高压电源的电路结构。它由晶闸管桥式整流器、相移 PWM 高频变换器(采用

IGBT)、高频高压变压器、高压二极管整流器、高压电缆等构成。其中晶闸管桥式整流器和相移 PWM 变转器是由 32 位 RISC (Reduced-Instruction-Set-Computing) 处理器根据反馈信号,采用 PID (比例·积分·微分) 方式控制,调节加热灯丝电流,可以改变高压电源的负荷阻抗。

图 8.8-42 所示的 CT 机高压电源特点是:

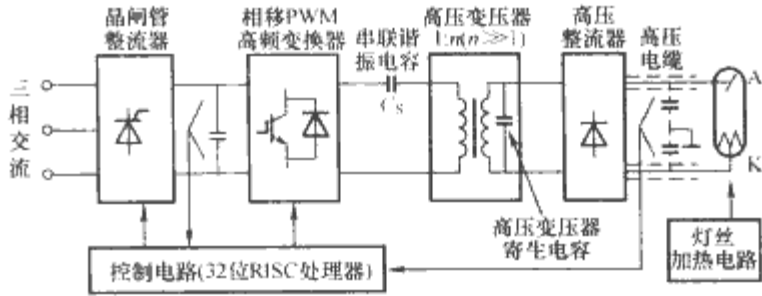


图 8.8-42 谐振型 DC-DC 式 CT 机高压电源的电路结构

(1) 把高频高压变压器的漏感和二次线圈的寄生电容作为 LC 谐振回路的元件利用。

(2) 把高压电缆的分布电容作为高压输出滤波器使用。

电源通过高频高压变压器的漏感和寄生电容可实现并联谐振型 DC-DC 变换,在高频高压变压器的一次侧外接串联谐振电容 C_s 后,则可实现串并联谐振型 DC-DC 变换。

图 8.8-43 为 CT 高频、高压变压器绕组的接线方法。在这里,变压器的变比在 500 左右。为了确保变压器安全运行,变压器一次绕组与二次绕组以及二次绕组的层与层之间必须有足够的绝缘强度。由于变压器的结构对其分布参数(漏感和寄生电容)影响很大,从而直接影响电源的工作状况,因此高频、高压变压器的分布参数选取和结构设计是重要的技术课题。

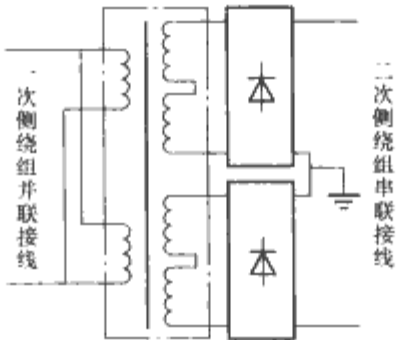


图 8.8-43 高频高压变压器绕组的接线方法

参 考 文 献

- [1] 林谓勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [2] 王兆安, 张明勋. 电力电子设备设计及应用手册. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [3] 冷增祥, 徐以荣. 电力电子学基础. 南京: 东南大学出版社, 1993.
- [4] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [5] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [6] 张崇巍, 张兴. PWM整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [7] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1999.
- [8] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [9] 张卫平. 绿色电源——现代电能变换技术及应用. 北京: 科学出版社, 2001.
- [10] 李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用. 北京: 科学出版社, 2000.
- [11] 王聪. 软开关功率变换器及其应用. 北京: 科学出版社, 2000.
- [12] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 DC-DC 全桥变换器的软开关技术. 北京: 科学出版社, 1999.
- [13] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术. 北京: 科学出版社, 2000.
- [14] 严百平, 刘健, 程红丽. 不连续导电模式高功率因数开关电源. 北京: 科学出版社, 2000.
- [15] 刘凤君. Delta 逆变技术及其在交流电源中的应用. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [16] 张广明, 沈卫东, 曲颖. UPS 高可用供电系统设计与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2004.
- [17] 钱希森. 小型 UPS 原理及应用. 北京: 科学出版社, 2000.
- [18] 张乃国. UPS 供电系统应用手册. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [19] 周志敏, 周纪海. UPS 实用技术——应用与维护. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [20] 张乃国. 实用电源技术手册交流稳定电源分册. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 1999.
- [21] 王其英, 刘秀英. 新型不停电电源(UPS)的管理使用与维护. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [22] 荆岩, 蔡宣三. 高频功率开关变换技术. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [23] 李勋, 戴珂, 杨荫福, 陈坚. 双变流器串-并联补偿式 UPS 控制策略研究. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 104-108.
- [24] 林谓勋. 可控硅中频电源. 北京: 机械工业出版社, 1983.
- [25] 丁道宏. 实用电源技术手册. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2005.
- [26] 张仲超, 陈辉明. 50kHz IGBT 超音频感应加热电源. 电力电子技术, 1995 (2).
- [27] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 开关电源功率因数校正电路设计与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2004.
- [28] 路秋生编著. 高频交流电子镇流技术与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2004.
- [29] 王英剑, 常敏慧, 何希才. 新型开关电源实用技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 1999.
- [30] 刘竹. 逆变式弧焊机[M]. 成都: 四川科学技术出版社, 1994.
- [31] 张立. 脉冲镀和脉冲焊电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 1988.
- [32] 姜焕中. 焊接方法及设备[M]. 北京: 机械工业出版社, 1981.
- [33] 路秋生. 常用充电器电路与应用. 机械工业出版社, 2005.
- [34] 孙逢春, 张承宁, 祝嘉光. 电动汽车. 北京: 北京理工大学出版社, 1997.
- [35] 马红. 2000 年机械工业年鉴(电焊机). 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [36] 束小同, 赵桂兰. 蓄电池快速充电的原理与实践. 北京: 煤炭工业出版社, 1996.
- [37] 赵广涛. 可控硅电源. 北京: 人民邮电出版社, 1982.
- [38] 彭日知. 直流稳定电源. 北京: 高等教育出版社, 1982.
- [39] 郑机. 电力半导体直流稳压电源. 北京: 机械工业出版社, 1985.
- [40] 王建业, 徐家文. 电解加工原理及应用. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [41] 黄石生. 逆变理论与弧焊逆变器. 北京: 机械工业出版社, 1995.
- [42] Jose Rodriguez, Jorge Pontt, et al. Large Current Rectifiers: State of the Art and Future Trends[J]. IEEE Trans ON Industrial Electronics, 2005, 3(52): 738-746.
- [43] Scaini V, Urban B M. High CUrent DC Choppers in the Metals Industry[J]. IEEE Industry Application Conference, 2000, (4)2629-2636.
- [44] 季岳清. 整流电源的波形对电镀层及氧化膜性能的影响. 表面技术, 2002, 8, (31).
- [45] 吴汶麒. 流稳压器. 北京: 中国铁道出版社, 1983.
- [46] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [47] 李磊, 陈道炼. 新颖的 Buck-Boost 型正弦交流稳压器. 电源世界, 2005, (11): 32-35.
- [48] 刘凤君. 新型 EPWM 斩波器式交流稳压电源的原理分析. 电源技术应用, 2004, 7(9): 542-549.
- [49] 林志成. 恒压恒频(CVCF)电源的工作原理及具体应用. 甘肃科技纵横, 2006, 35(3): 31.
- [50] [日]小崎正光. 李福寿, 金之俭译. 高电压与绝缘技术. 北京: 科学出版社, 2001.
- [51] [日]户川治朗. 何伟仁译. 实用电源电路设计手册. 北京: 中国计量出版社, 1990.
- [52] 王瑞华. 电子变压器设计手册. 北京: 科学出版社, 1993.
- [53] 赵长河. 核医学仪器中的高压电源. 核电子学与探测技术, 1996(4).

- [54] 马虹斌, 邱毓昌. 高压臭氧发生器的研究与发展. 电工电能新技术, 1995(4).
- [55] 范全乐. 直流高压电源. 电世界, 1993(10).
- [56] 陈刚. 高压窄脉冲臭氧发生器电源的研究. 安全与环保工程, 2001(3).
- [57] 陈焕明. 变极性等离子弧焊电源的研制. 南昌航空工业学院学报, 1997, (3): 38-43.
- [58] 张乃国. 电源技术. 北京: 中国电力出版社, 1998.

第 9 篇 电力电子系统中的 磁技术

主编单位：辽宁工程技术大学

南京航空航天大学

主 编：杨玉岗 陈乾宏

编写人员：杨玉岗（辽宁工程技术大学）

陈乾宏（南京航空航天大学）

李竹筠（南京航空航天大学）

王 健（南京航空航天大学）

彭 勃（南京航空航天大学）

第1章 概述

磁性元件是电力电子装置中不可缺少的部分，它影响系统的体积、效率、可靠性等多项电气性能指标。磁性元件的作用机理是磁能的储存和转换，在装置中起着电气隔离、电压变换，电流滤波以及检测等不同的功能。随着电力电子技术的不断发展，磁性元件向着高频化、平面化、集成化、阵列化及混合化的方向发展。

1 电力电子装置中的磁性元件

信息产业的迅猛发展、可再生能源的开发和利用不断为电力电子行业提供更为广阔的应用场合、快速发展的动力，同时也提出了更高的要求。高功率密度、高变换效率、高可靠性、高输入输出品质相应成为电力电子变流装置发展的永恒目标。对上述目标的不懈追求，促进了多种技术的研究和应用。例如：同步整流技术可降低整流器的损耗，软开关技术可减小器件的开关损耗，封装技术可减小元器件的尺寸、改善散热、提高可靠性等。这其中，就包括针对电力电子高频变流的磁性元件的相关技术（简称电力电子高频磁技术）的研究和应用。

磁性元件（简称磁件）如电感、变压器等，是电力电子变流装置的重要组成部分，影响系统的诸多性能。一般而言，磁件的体积和质量占整个变流装置的20%~30%，损耗占总损耗的约30%。此外，磁件是影响电力电子变流装置输出动态性能和输出纹波的一个重要因素。磁件的分布参数如变压器漏感、绕组的分布电容等也对电力电子变流装置中器件的电压、电流应力以及系统的EMI性能有较大影响。

根据磁件在电力电子变流装置中所处的不同功能模块电路，磁件承担着不同的功能。如图9.1-1所示，电力电子变流装置大致可分为主功率电路、控制和保护电路、驱动电路及检测电路，其中主功率电路又包括输入EMI滤波器、主电路拓扑和输出EMI滤波器，最后输出给负载。在主功率电路中的磁件，如EMI滤波电感、主功率变压器和输出滤波电感等，进行能量的储存和转换，承担着滤波和电气隔离等功能；有的主电路中加入谐振电感来帮助实现软开关；对于稳压精度要求较高的多路输出电源有时还利用磁放大器作后级稳压；为了减小变流器二次侧二极管的电压尖峰，电路中有时还会加入非晶磁珠，也就是通常所说的尖峰抑制器。在控制和保护电路中，通常会在直流电位相等的多个地尤其是数字地与模拟地间加入磁珠来提高电路的抗干扰能力。驱动变压器是驱动电路中常用的

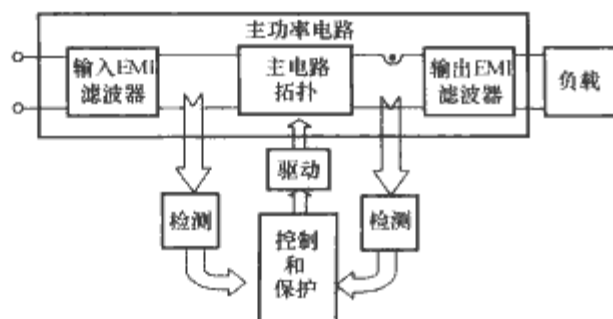


图 9.1-1 电力电子变流装置结构示意图

进行功率传输和电气隔离的元件。检测电路中常用的磁件主要是电流互感器，实现电流检测和隔离功能。随着磁件本身的发展，其在电力电子变流装置中的应用也会更为广泛和多样化。

2 磁技术在电力电子中的应用与发展

电力电子高频磁技术是电力电子技术中的重要内容。与电力电子技术中的其他内容相比，如电路拓扑、电力电子变流装置的控制技术等，电力电子高频磁技术的发展相对缓慢，已成为影响电力电子总体发展的一个制约因素。

电力电子高频磁技术是电力电子技术与磁技术的结合；是以电磁理论为基础，探讨磁件在高频下，在正弦、方波或任意波形电压激励下，以及在与电力电子电路的结合上，所产生的特殊问题。它探讨磁性元件的数学模型、电路模型、电磁场数值模型以及磁件的分析、试验和设计方法，并研究和提出各种新型的磁结构形式。当然，电力电子高频磁技术还包括高频磁性材料的研究和开发。当前，电力电子高频磁技术的应用与发展主要体现在高频化、平面化、集成化、阵列化、混合化等方面。

2.1 高频化

高频化是现代电力电子技术的发展方向，也是电力电子变流装置中磁件的发展方向。高频化是降低磁件的体积和质量、提高电力电子变流装置功率密度的有效手段，但是随之而来的磁件损耗的迅速增大以及磁件分布参数在高频场合影响的突出又向人们提出了新的研究课题。

就磁件来说，高频化所带来的问题具体表现在：

- (1) 磁件分布参数影响的增大。高频场合许多分布参数如漏感、寄生电容等的影响不能忽略。
- (2) 磁件的损耗增大，涡流效应更加显著。
- (3) 高频场合磁件各参数的测量更为困难。
- (4) 高频化对磁性材料提出更高的要求。

2.2 平面化

与常规绕组卷绕而成的磁件相比，平面磁件具有诸多优点：

- (1) 制作过程中必不可少的模具决定了其参数的一致性良好，更利于高频应用。
- (2) 平面化的绕组和低的高度，使绕组之间几何尺寸和位置上的差异较小，有利于提高耦合系数减小漏感。平面绕组制作工艺有利于实现绕组的交错并联，可显著减小变压器的漏感。
- (3) 平面化的磁心和绕组大大增加了散热面积，降低了磁件热点到磁件表面的热阻，有效地解决了磁性元件的散热问题，并明显提高了磁性元件乃至整个电力电子变流装置的功率密度。

平面化的趋势使得针对平面磁件的分析、设计和构造的研究越来越多。

2.3 集成化

集成化的含义有两个方面：一方面是指磁件制作上的集成化，类似半导体器件的封装概念，如薄膜磁件，通过薄膜工艺将磁心和绕组制作在硅片上，从而进一步提高磁件的功率密度；另一方面是多个磁件的集成化，简称磁集成。磁集成技术就是将电力电子变流装置中的两个或多个分立磁件 (Discrete Magnetics, DM)，如电感，变压器等，绕制在一副磁心上，从结构上集中在一起。集中后的磁件被称为集成磁件 (Integrated Magnetics, IM)。通过一定的耦合方式、合理的参数设计，该技术能有效减小磁件体积和损耗，在一定的应用场合可减小电源输出纹波，提高输出动态性能，通过绕组合并还能有效减少大电流场合连接端的损耗，对提高电力电子变流装置的性能和功率密度有重要意义。磁集成技术的应用使得电路及磁件的形式更为灵活多变，但磁件的分析 and 设计也更加困难。

2.4 阵列化

阵列化是把大块状的磁件结构离散为呈分布式阵列布置的磁结构，或形成磁结构层，便于实现磁结构与线路板或其他器件的紧密配合和集成。阵列化的磁件既能使磁件的集中发热变为均匀分布发热，又便于进行磁件的标准化设计，以及灵活的扩展和组合。

2.5 混合化

混合化是指将磁件和其他电路元器件，如半导体功率器件、电容等，合成制造在一起，实现高度集成封装，有利于大幅度提高电力电子变流装置的功率密度和可靠性。

上述磁件的应用与发展趋势对磁件的研究、分析、设计及构造提出了许多新的研究课题，成为电力电子高频磁技术发展的强大推动力。同时，磁技术的发展也会对电力电子技术整体的进步带来推动作用。

第2章 磁的基本概念和基本定律

1 磁场的基本概念与基本定律

1.1 磁场的基本概念

电流或运动电荷在空间产生磁场，磁场对场中的载导体或运动电荷有作用力。不随时间变化的磁场称为恒定磁场，随时间变化的磁场称为时变磁场。时变磁场激励电场，时变电场激励磁场，磁场与电场存在着普遍联系，磁场和电场构成统一的电磁场，描述磁场和电场及其相互作用的定律统称为电磁场基本定律。

1.2 电磁场基本定律

在介绍电磁场的基本定律之前，有必要介绍描述磁场的几个基本物理量。

1.2.1 磁场的基本物理量

1.2.1.1 磁感应强度 B

磁场的强弱可以通过载导体在磁场中的受力来表示。把单位长度且流过单位电流的导体放在均匀磁场中，该导体所受到的力 F 的大小就表示磁场的强弱，并用磁感应强度（也叫磁通密度） B 来表示，即

$$B = F / (lI)$$

式中： I 为流过导体的电流； l 为导体长度； B 为磁场内某点磁场的强弱和方向的物理量， B 是一个向量。

力 F 、电流 I 和磁感应强度 B 三者呈正交关系，并遵循左手定则：伸开左手，四指指向电流的方向，拇指指向力的方向，指向手心的方向就是磁感应强度 B 的方向。 B 的国际单位是特斯拉（Tesla），符号为 T。

1.2.1.2 磁通 Φ

垂直通过某一截面的磁力线总量称为该截面的磁通量，简称磁通，用 Φ 表示。通常磁场的方向和大小在某一截面上并不一定相同，如图 9.2-1 所示，通过该截面积 A 的磁通 Φ 为

$$\Phi = \int_A d\Phi = \int_A B \cos \alpha dA = \int_A B dA \quad (9.2-1)$$

式中： α 为截面 dA 的法线与磁感应强度向量 B 的夹角。

在均匀磁场中， $\Phi = BA$ ，磁感应强度 B 可以表示为单位面积上的磁通，即 $B = \Phi / A$ ，所以磁感应强度也称为磁通密度。磁通是标量，其国际单位是韦伯（Wb）， $1 \text{ Wb} = 1 \text{ T} \times 1 \text{ m}^2$ 。

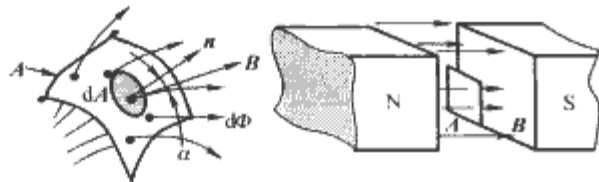


图 9.2-1 穿过某一截面的磁通

1.2.1.3 磁导率 μ

电流产生磁场，但电流在不同磁介质中所产生的磁感应强度是不同的。例如，在相同电流下，铁、镍、钴等磁介质中所产生的磁感应强度比空气介质大得多。为了表征这种特

性，将不同的磁介质用一个系数 μ 来表示， μ 称为介质磁导率。真空中的磁导率用 μ_0 表示， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ ， μ 比 μ_0 大的倍数称为相对磁导率 μ_r 。空气的 μ_r 近似等于 1， μ_r 小于 1 的介质称为抗磁介质，如铜、铝和绝缘材料； μ_r 稍大于 1 的介质称为顺磁介质；而铁、镍、钴等介质的 μ_r 远大于 1，在 $10 \sim 10^5$ 之间，称为铁磁介质。

1.2.1.4 磁场强度 H

用磁导率表征介质对磁场的影响后，磁感应强度 B 与磁导率 μ 的比值就只与产生磁场的电流有关，与介质无关。把介质磁场中某点 B 与 μ 的比值定义为该点的磁场强度，用 H 表示，即

$$H = \frac{B}{\mu} \quad (9.2-2)$$

H 也是向量，其方向与 B 相同。磁场强度的国际单位为安/米（A/m）。

1.2.2 电磁场基本定律

电磁场基本定律即麦克斯韦方程组，如表 9.2-1 所示，包括电磁感应定律、安培环路定律、磁通连续性原理和高斯定律。麦克斯韦方程组的基本变量为四个场向量：电场强度 E 、磁感应强度 B 、电位 D 和磁场强度 H 。以及两个源变量：电流密度 J 和电荷密度 ρ_v 。电磁介质中四个基本场向量的关系为

$$\left. \begin{aligned} B &= \mu H = \mu_r \mu_0 H \\ D &= \epsilon E = \epsilon_r \epsilon_0 E \\ J &= \sigma E \end{aligned} \right\} \quad (9.2-3)$$

式中： ϵ 为介电常数； ϵ_0 为真空介电常数（ $8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ ）； ϵ_r 为介质的相对介电常数； σ 为介质的电导率， $1/(\Omega \cdot \text{m})$ 。

电力电子装置中磁性元件的电磁场波长 λ 远大于磁性元件的尺寸，因此，电磁波传播的推迟作用可以忽略不计。磁性元件的线圈导体通常为铜导体，其电导率 $\sigma \gg \omega$ （ ω 为激励源的角频率），故在线圈导体内可以忽略位移电流效应，即 $\partial D / \partial t = 0$ 。

表 9.2-1 麦克斯韦方程组

电磁场基本定律	积分形式	微分形式
电磁感应定律	$\oint_L E dl = - \frac{\partial}{\partial t} \oint_S B dS$	$\nabla \times E = - \frac{\partial B}{\partial t}$
安培环路定律	$\oint_L H dl = \oint_S J dS + \frac{\partial}{\partial t} \oint_S D dS$	$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$
磁通连续性原理	$\oint_S B dS = 0$	$\nabla \cdot B = 0$
高斯定律	$\oint_S D dS = q$	$\nabla \cdot D = \rho_v$

1.3 电感

由法拉第电磁感应定律可知，一个流过时变电流的导线回路所产生的变化磁场，可在该导线回路和附近的另一导线

回路（如果有的话）中产生感应电动势，通常称前一种现象为自感应，后一种现象为互感应。为了定量分析这种效应，考虑由细导线分别密绕 N_1 匝和 N_2 匝形成的两个导线线圈回路，如图 9.2-2 所示。设两个线圈回路中分别流过时变电流 i_1 和 i_2 ，则由于时变电流分别在两个导线回路中产生时变的磁通，从而在两个回路上产生感应电动势。

对于导线回路 l_1 ，根据电磁感应定律，有

$$\oint_{l_1} \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \oint_{S_1} \mathbf{B} d\mathbf{S} \quad (9.2-4)$$

式中： S_1 是以线圈回路 l_1 的路径为边界的曲面。

右端的积分表示与线圈电流回路相交链的磁通，称为磁通链或磁链，用 Ψ_1 表示，即

$$\Psi_1 = \oint_{S_1} \mathbf{B} d\mathbf{S} \quad (9.2-5)$$

设通过该线圈截面的磁通为 Φ_1 ，因为 l_1 有 N_1 匝，又是密绕，则与线圈 l_1 中电流交链的磁链为

$$\Psi_1 = \oint_{S_1} \mathbf{B} d\mathbf{S} = N_1 \Phi_1 \quad (9.2-6)$$

磁链 Ψ_1 是由两个回路电流 i_1 和 i_2 产生的磁场贡献的，因此 Ψ_1 可以分为两部分

$$\Psi_1 = \Psi_{11} + \Psi_{12} \quad (9.2-7)$$

其中，磁链 $\Psi_{11} = \oint_{S_1} \mathbf{B}_1 d\mathbf{S}$ 是由线圈回路 l_1 中电流 i_1 产生的，磁链 $\Psi_{12} = \oint_{S_1} \mathbf{B}_2 d\mathbf{S}$ 是由线圈回路 l_2 中电流 i_2 产生的。如果磁介质是线性的，则磁链 Ψ_1 分别与电流 i_1 和 i_2 成正比，即

$$\Psi_1 = L_1 i_1 + M_{12} i_2 \quad (9.2-8)$$

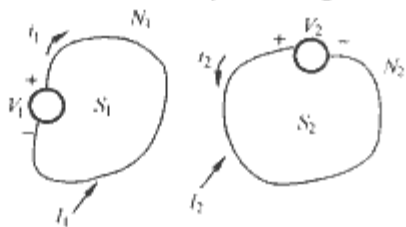


图 9.2-2 两个磁耦合回路

同理，与第二个线圈回路 l_2 中电流 i_2 相交链的磁链 Ψ_2 也能写成类似形式，即

$$\Psi_2 = L_2 i_2 + M_{21} i_1 \quad (9.2-9)$$

式中： L_k ($k=1,2$) 和 M_{kj} ($kj=1,2$) 分别称为线圈回路的自感和互感， H 。 L_k 、 M_{kj} 分别定义为

$$\left. \begin{aligned} L_k &= \frac{\Psi_{kk}}{I_k} \\ M_{kj} &= \frac{\Psi_{kj}}{I_j} \end{aligned} \right\} \quad (9.2-10)$$

式中： Ψ_{kk} 为第 k 个线圈回路的电流 i_k 在其自身回路所产生的磁链； L_k 为第 k 个线圈回路的自感； Ψ_{kj} 为第 j 个线圈回路的电流 i_j 在第 k 个线圈回路所产生的磁链； M_{kj} 为第 j 个线圈回路对第 k 个线圈回路的互感。

当系统只有一个线圈回路时，只有自感，也称为电感。

将式 (9.2-6) 和式 (9.2-8) 代入式 (9.2-4)，得到线圈回路 l_1 中的感应电动势，用电感和电流表示为

$$e_1 = -L_1 \frac{di_1}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (9.2-11)$$

同理，线圈回路 l_2 中感应电动势用电感和电流表示为

$$e_2 = -M_{21} \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (9.2-12)$$

在均匀线性磁介质中，回路 l_2 对回路 l_1 的互感 M_{12} 等

于回路 l_1 对回路 l_2 的互感 M_{21} ，即

$$M_{12} = M_{21} \quad (9.2-13)$$

自感始终是正值，而互感可正可负，取决于电流的取向。当线圈回路曲面上互磁场与原磁场方向一致时，互感为正，否则为负。实际中一般总是规定两线圈电流的相对方向和两线圈的同名端，使互感为正。

1.4 磁场能量

磁场和电场一样，也具有能量。在载流线圈回路中的电流与磁场的建立过程中，外电源做功，根据能量守恒定律，外电源所做的功就等于载流线圈回路中的磁场能量。

电感为 L 、电流为 I 的单个载流线圈回路的磁场能量为

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 \quad (9.2-14)$$

由于 $\Psi=LI$ ，单个线圈回路的磁场能量也可以用该回路的磁链与电流表示，即

$$W_m = \frac{1}{2} \Psi I \quad (9.2-15)$$

两个载流线圈回路的磁场能量为

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + M_{12} I_1 I_2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 \\ &= \frac{1}{2} \Psi_1 I_1 + \frac{1}{2} \Psi_2 I_2 \\ &= \sum_{k=1}^2 \frac{1}{2} \Psi_k I_k \end{aligned} \quad (9.2-16)$$

对于有 N 个载流线圈回路的情况，磁场能量为

$$W_m = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} \Psi_k I_k \quad (9.2-17)$$

磁场能量是分布在磁场中的，定义磁场能量（体）密度为

$$w_m = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\Delta W_m}{\Delta V}$$

于是有

$$w_m = \frac{1}{2} \mathbf{H} \mathbf{B} = \frac{1}{2} \mu H^2 \quad (9.2-18)$$

表 9.2-1 中的麦克斯韦方程组和电感的定义及磁场能量的公式就是电力电子磁技术的理论基础，是分析和设计磁性元件的理论依据。

2 磁路的基本概念和基本定律

2.1 磁路的概念与基本参数

磁路是相对于磁场而言的。把在整个场空间中分布的磁通简化为只在有限空间中存在的磁通，这个有限空间就是磁路。对于电力电子系统中的磁性元件，为了得到较强的磁场，常把导线绕成线圈，形成电流回路，而把线圈套装在用铁磁性材料做成的磁心上，通过磁心以实现聚磁的作用，这样，当线圈内通有电流时，绝大部分磁通被约束在磁心内部并形成回路，就构成了磁路。载流线圈中流过用以产生（或称激励）磁路中磁通的电流，称为励磁电流。构成磁路后，用电磁场基本定律分析磁性元件磁场的问题就可以简化为分析磁路的问题。

2.1.1 主磁通和漏磁通

对于如图 9.2-3 所示的变压器，当一次绕组中通有励磁电流时，所产生的磁通中有很大一部分通过磁心磁路（有时包括气隙），与二次绕组交链，这部分磁通称为主磁通 Φ ；另外有一小部分磁通围绕着载流线圈，在部分磁心和磁心周围的空内，不与二次绕组交链，这部分磁通称为漏磁通 Φ_k 。

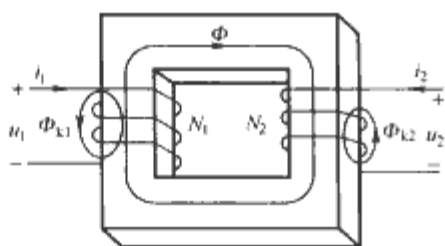


图 9.2-3 主磁通和漏磁通

2.1.2 磁压和磁阻

类似于电场中电压（或电位差） U 的定义，在磁场中将两点间的磁压（或磁位差） U_m 定义为 $U_m = \int_{x_1}^{x_2} \mathbf{H} d\mathbf{l}$ 。如果两点间的磁场是均匀场，沿两点间长度 l 方向磁场强度向量 \mathbf{H} 的值均为 H ，则 $U_m = Hl$ 。电力电子装置中电感器和变压器的磁路通常由一种或几种导磁介质（磁心和气隙）组成，其磁场是均匀或分段均匀的，所以有 $\oint_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum U_m$ 。

对于如图 9.2.4 (a) 所示的一个磁导率为 μ 、长度为 l_c 、截面积为 A_c 的磁性材料单元，单元两端的磁压为 $U_m = Hl_c$ ，因为 $H = B/\mu$ ， $B = \Phi/A_c$ ，所以 U_m 可以表示为

$$U_m = \frac{l_c}{\mu A_c} \Phi \quad (9.2-19)$$

如令

$$R_m = \frac{l_c}{\mu A_c}$$

则有

$$U_m = \Phi R_m \quad (9.2-20)$$

式 (9.2-20) 表示加在一个磁性材料单元两端的磁压 U_m 与通过该单元的磁通 Φ 成正比，式中的比例系数 R_m 相当于导体中的电阻 R ，称为磁阻，磁阻的倒数称为磁导。式 (9.2-20) 可用如图 9.2-4 (b) 所示的磁阻模型 R_m 来表示。

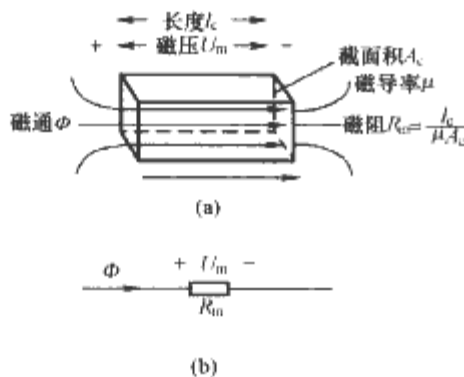


图 9.2-4 磁路中的磁阻模型
(a) 磁性材料单元；(b) 磁阻模型

2.2 磁路的基本定律

磁路的基本定律包括麦克斯韦方程组中的前三个方程、磁路欧姆定律和基尔霍夫定律。

2.2.1 电磁感应定律在磁路中的表述形式

对时变磁场感应电场，电磁感应定律表述为：电场强度 \mathbf{E} 沿某一闭合回路的线积分等于穿过该回路磁通变化率的负值。对于如图 9.2-5 所示的单匝线圈构成的闭合回路，其感应电动势为

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (9.2-21)$$

式中：负号表示根据图 9.2-5 (a) 所规定的感应电动势的正方向（规定感应电动势的正方向与回路交链的磁通 Φ 的方向成右手螺旋关系），当 Φ 增加时， $d\Phi/dt > 0$ ， $e < 0$ ，如图 9.2-5 (b) 所示；当 Φ 减小时， $d\Phi/dt < 0$ ， $e > 0$ ，如图 9.2-5 (c) 所示。

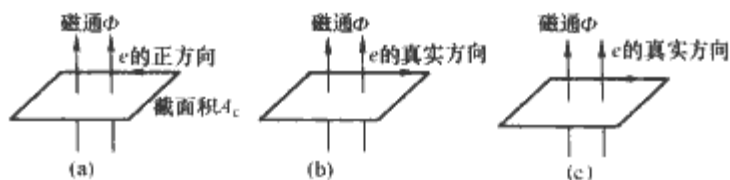


图 9.2-5 感应电动势的方向

(a) 感应电动势的正方向；(b) $d\Phi/dt > 0$ ， $e < 0$ ；

(c) $d\Phi/dt < 0$ ， $e > 0$

设线圈截面积为 A_c ，线圈内的磁通 Φ 在线圈内可以看成是均匀分布的，则式 (9.2-21) 可用磁通密度 B 表示为

$$e = - A_c \frac{dB}{dt} \quad (9.2-22)$$

如果线圈的匝数为 N ，且 N 匝线圈是全耦合的，即通过所有 N 匝线圈的磁通均为 Φ ，则式 (9.2-21) 和式 (9.2-22) 可写为

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} = - N \frac{d\Phi}{dt} = - NA_c \frac{dB}{dt} \quad (9.2-23)$$

2.2.2 安培环路定律在磁路中的表述形式

安培环路定律表述为：在磁场中，磁场强度向量 \mathbf{H} 沿任意闭合曲线的线积分等于穿过该闭合曲线内所有电流的代数和，即

$$\oint_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum I \quad (9.2-24)$$

设磁性元件的磁路由多种导磁介质（磁心和气隙）构成，其磁场是分段（共有 N 段）均匀的，则根据 2.1.2 节对磁压降 U_m 的定义，可得到安培环路定律在磁路中的表述形式为

$$\oint_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum_{i=1}^N U_{mi} = \sum_{i=1}^N H_i l_i = \sum I \quad (9.2-25)$$

即在磁路中任一闭合路径上，磁压降 U_m 的总和等于该闭合路径内所有电流的代数和。例如，对于如图 9.2-6 所示的磁性元件，有 $H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + H_4 l_4 = N_1 i_1 + N_2 i_2 - N_3 i_3$ 。

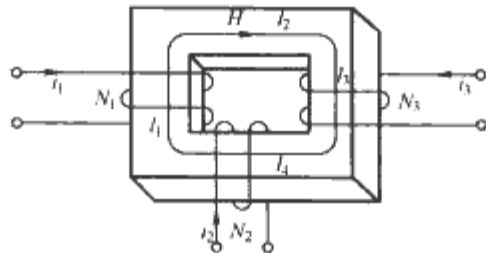


图 9.2-6 安培环路定律

2.2.3 磁通连续性原理在磁路中的表述形式

磁通连续性原理的表述为：在磁场中，磁感应强度线（或叫磁通密度线）既无始端也无终端，它们都是连续的。表 9.2-1 中的第三式说明：由任何闭合面穿出的净磁通等于零，即进去的磁通等于出来的磁通。在磁路中，磁通连续性原理可以表示为

$$\sum \Phi_{in} = \sum \Phi_{out} \quad (9.2-26)$$

例如，对于如图 9.2-7 所示的磁心线圈磁路，根据磁通连续性原理，有 $\Phi = \Phi_1 + \Phi_2$ 。

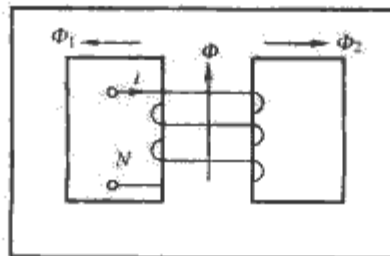


图 9.2-7 磁通连续性原理

2.2.4 磁通密度 B 和磁场强度 H 的关系

在各向同性的导磁介质中,磁感应强度向量 B 与磁场强度向量 H 的关系如式(9.2-3)所示。如果导磁介质是真空或空气,则 $\mu_r=1$, $\mu=\mu_0$, B 和 H 的关系如图 9.2-8 (a) 所示。如果导磁介质是铁磁材料(简称磁性材料),则 $\mu=\mu_r\mu_0$, μ_r 的值随 B 和 H 变化, B 和 H 的关系如图 9.2-8 (b) 所示,磁性材料的 $B-H$ 特性曲线具有磁滞及饱和现象。

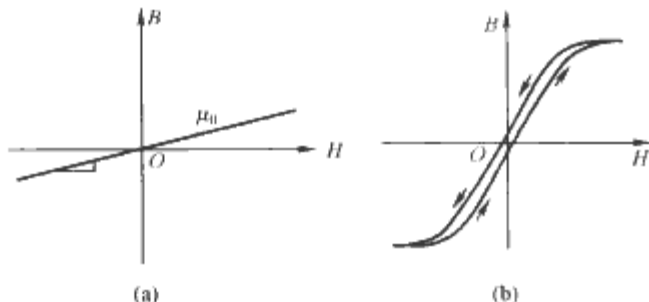


图 9.2-8 导磁介质的 $B-H$ 特性曲线
(a) 真空或空气; (b) 磁性材料

2.2.5 磁路的欧姆定律

对于如图 9.2-9 (a) 所示的磁心线圈,根据安培环路定律,有磁路的欧姆定律

$$\begin{aligned} F &= \Phi R_m & (9.2-27) \\ F &= Ni \\ R_m &= l/(\mu A_c) \\ U_m &= \Phi R_m \end{aligned}$$

式中: F 为磁路的磁通势源; R_m 为磁路的磁阻; U_m 为磁阻两端的磁压降,如图 9.2-9 (b) 所示。

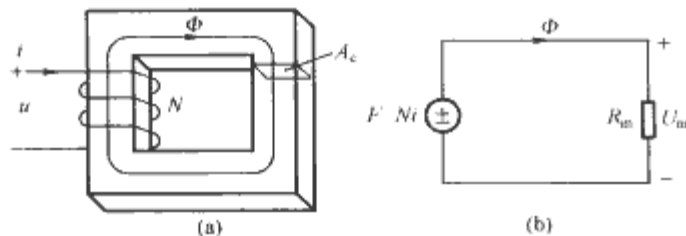


图 9.2-9 磁心线圈的等效磁路模型
(a) 磁心线圈; (b) 等效磁路模型

2.2.6 串联磁路的分析

对于如图 9.2-10 (a) 所示的磁心带气隙的电感器,根据安培环路定律,有

$$\begin{aligned} Ni &= Hl_c + H_g l_g = \Phi R_{mc} + \Phi R_{mg} & (9.2-28) \\ F &= Ni \\ R_{mc} &= l_c/(\mu A_c) \\ R_{mg} &= l_g/(\mu_0 A_c) \\ U_{mc} &= \Phi R_{mc} \\ U_{mg} &= \Phi R_{mg} \end{aligned}$$

式中: F 为磁路的磁通势源; H 为磁心中的磁场强度; H_g 为气隙中的磁场强度; R_{mc} 为磁心磁路的磁阻; l_c 为磁心磁路的长度; R_{mg} 为气隙磁路的磁阻; l_g 为气隙长度; U_{mc} 为磁心磁阻 R_{mc} 两端的磁压降; U_{mg} 为气隙磁阻 R_{mg} 两端的磁压降,如图 9.2-10 (b) 所示。

磁心磁阻 R_{mc} 和气隙磁阻 R_{mg} 相串联。该磁路方程为

$$F = \Phi(R_{mc} + R_{mg}) \quad (9.2-29)$$

即满足磁路的基尔霍夫第一定律。磁路的总电感为

$$L = \frac{N^2}{R_{mc} + R_{mg}} \quad (9.2-30)$$

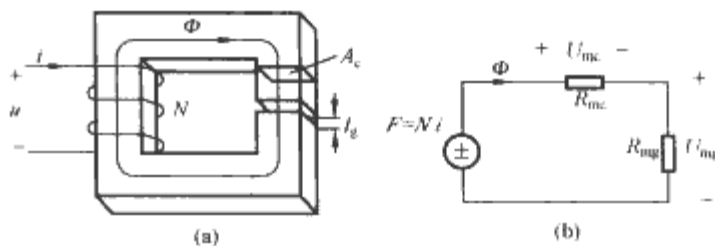


图 9.2-10 磁心带气隙的电感器及其等效磁路模型
(a) 磁心带气隙的电感器; (b) 等效磁路模型

2.2.7 并联磁路的分析

对于如图 9.2-11 所示的并联磁路,根据磁通连续性原理,有 $\Phi=\Phi_1+\Phi_2$ 。因此,对于如图 9.2-7 所示的磁性元件,有

$$Ni = \Phi \frac{R_{m1}R_{m2}}{R_{m1} + R_{m2}} = U_m \quad (9.2-31)$$

式中: R_{m1} 和 R_{m2} 分别为磁通 Φ_1 和 Φ_2 所经磁路的磁阻。

图 9.2-7 中磁性元件的等效磁路模型如图 9.2-12 所示,满足磁路的基尔霍夫第二定律。

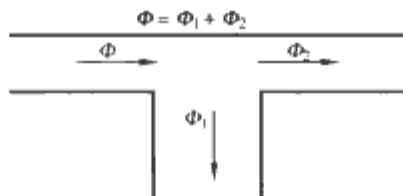


图 9.2-11 并联磁路

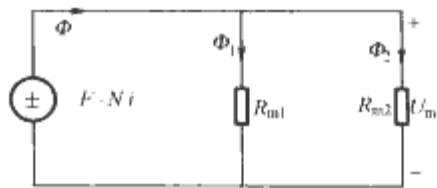


图 9.2-12 磁路并联磁性元件的等效磁路模型

2.2.8 变压器的等效磁路模型

对于如图 9.2-3 所示的双绕组变压器,设磁心截面积为 A_c ,平均磁路长度为 l_c ,磁导率为 μ ,磁心主磁通为 Φ ,当不考虑变压器漏磁通的影响时,根据磁路的欧姆定律,有

$$\begin{aligned} N_1 i_1 + N_2 i_2 &= \Phi R_m & (9.2-32) \\ R_m &= l_c/(\mu A_c) \end{aligned}$$

式中: R_m 为变压器的磁心磁阻。

变压器的等效磁路模型如图 9.2-13 (a) 所示。

当考虑变压器漏磁通的影响时,可得到其等效磁路模型如图 9.2-13 (b) 所示。图 9.2-13 (b) 中, Φ_{k1} 和 Φ_{k2} 分别表示变压器一次、二次绕组的漏磁通, R_{mk1} 和 R_{mk2} 分别为漏磁通 Φ_{k1} 和 Φ_{k2} 所经磁路的漏磁阻。

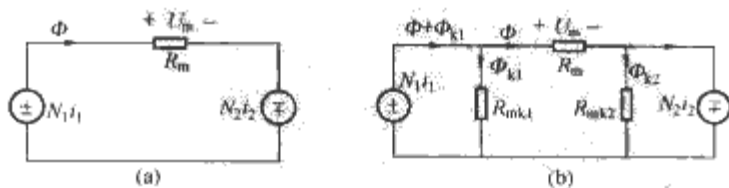


图 9.2-13 双绕组变压器的等效磁路模型
(a) 不考虑漏磁通的影响时; (b) 考虑漏磁通的影响时

2.2.9 电磁量的单位

在本篇中电磁量的单位一般采用国际单位制,个别地方采用厘米·克·秒单位制,各电磁量的单位及转换关系如表 9.2-2 所示。

表 9.2-2 电磁量的单位及转换关系

电磁量	国际单位制	厘米·克·秒制	转换关系
B	$B = \mu_0 \mu_r H$ 特斯拉(T)	$B = \mu_r H$ 高斯(Gs)	$1\text{T} = 1.0 \times 10^4 \text{Gs}$
H	安/米(A/m)	奥斯特(Oe)	$1\text{A/m} = 4\pi \times 10^{-3} \text{Oe}$
Φ	韦伯(Wb)	麦克斯韦(Mx)	$1\text{Wb} = 10^8 \text{Mx}, 1\text{T} = 1\text{Wb/m}^2$
$\mu_0 \cdot \mu$	亨/米(H/m)	高斯/奥斯特(G/Oe)	$1\text{H/m} = 1/(4\pi \times 10^{-7}) \text{G/Oe}$
L	亨(H)	毫亨(mH)	$1\text{H} = 10^3 \text{mH}$
磁通势 F	安(A)	毫安(mA)	$1\text{A} = 10^3 \text{mA}$
磁压 U_m	安(A)	毫安(mA)	$1\text{A} = 10^3 \text{mA}$

3 带气隙磁心的气隙磁导计算

高频磁性元件有时要传递直流功率(如反激变压器、正激变压器、直流滤波电感等),其磁心回路中要开气隙,为了计算磁性元件的电感,需要计算气隙磁导,下面给出气隙磁导的计算方法。

3.1 气隙长度相对于磁心端面尺寸很小时的气隙磁导计算

对于如图 9.2-14 和图 9.2-15 所示的带气隙环型磁心和 E 型磁心,如果气隙长度相对于气隙处的磁心端面尺寸很小(小于 5%),则可以忽略气隙边缘的散磁通,认为气隙截面积等于气隙处的磁心端面面积 A 。因此气隙磁导为

$$G_{\delta} = \frac{\mu_0 A}{\delta} \tag{9.2-33}$$

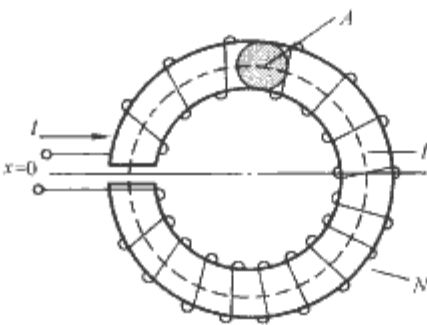


图 9.2-14 带气隙环型磁心

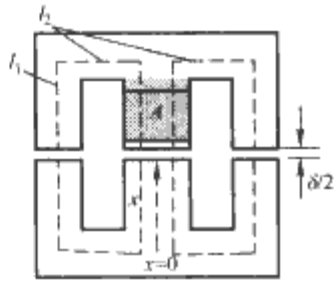


图 9.2-15 带气隙 E 型磁心

对于 E 型磁心,如果只是中柱带有气隙,同时当气隙长度 $\delta \ll C$ 且 $\delta \ll D$ 时(尺寸见图 9.2-16),则气隙磁导为

$$G_{\delta} = \frac{\mu_0 C D}{\delta} \tag{9.2-34}$$

如果 E 型磁心的中柱和边柱都开有相同的气隙 δ ,则中柱和一个边柱的气隙磁导分别为

$$\left. \begin{aligned} G_{1\delta} &= \frac{\mu_0 C D}{\delta} \\ G_{2\delta} &= \frac{\mu_0 C(A-E)}{2\delta} \end{aligned} \right\} \tag{9.2-35}$$

气隙总磁导为

$$G = \frac{2G_{1\delta}G_{2\delta}}{G_{1\delta} + 2G_{2\delta}} \tag{9.2-36}$$

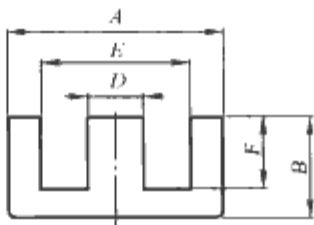


图 9.2-16 E 型磁心的尺寸

3.2 气隙长度相对于磁心端面尺寸较大时的气隙磁导计算

在多数情况下,气隙长度相对于磁心端面尺寸较大(大于 5%),磁通不仅经过磁心的端面,还经过气隙的边缘、尖角及气隙附近的磁心侧表面,如图 9.2-17 所示。通常将经过气隙边缘、尖角和磁心侧表面的这些散磁通统称为边缘磁通,产生这种边缘磁通的现象称为边缘效应。因此,气隙磁导包括磁心端面气隙磁导和边缘空气磁导两部分。端面气隙磁导仍可按式(9.2-33)计算,而边缘空气磁导的计算却十分复杂,有近似估算法、磁通管法和保角变换法等。

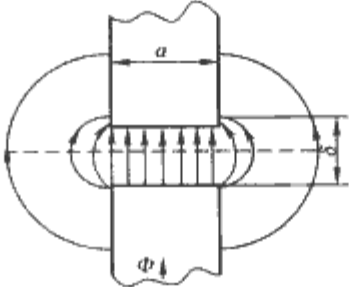


图 9.2-17 气隙边缘磁通

3.2.1 气隙磁导的近似估算法

由图 9.2-17 可见,由于在气隙边缘处存在着较大的边缘磁通,使得气隙有效截面积大于磁心端面的截面积,所以计算气隙磁导时需采用气隙有效截面积,而不是磁心端面的截面积,气隙磁导的近似估算法是使磁心端面尺寸增加一个气隙长度。例如,对于边长为 a 和 b 的矩形磁心端面,其气隙有效截面积为

$$A_{\delta e} = (a + \delta)(b + \delta) \tag{9.2-37}$$

对于直径为 d 的圆形磁心端面,其气隙有效截面积为

$$A_{\delta e} = \frac{\pi}{4} (d + \delta)^2 \tag{9.2-38}$$

式中: δ 为气隙长度。

由上述式(9.2-37)和式(9.2-38)及公式 $G = \mu_0 A_{\delta e} / \delta$ 可计算气隙磁导。

3.2.2 气隙磁导的磁通管计算法

3.2.2.1 正方形磁极的气隙磁导计算

对于如图 9.2-18 所示的正方形磁心端面,估计磁通可能经过的路径,将其分成几个几何形状简单的磁通管,用解析方法计算各个磁通管的气隙磁导,即

$$G_{1k} = \frac{\mu_0 A_{1k}}{l_{1k}} = \mu_0 \frac{V_{1k}}{l_{1k}^2} \tag{9.2-39}$$

式中: A_{1k} 为磁通管的平均截面积; l_{1k} 为磁通管内磁力线的平均长度; V_{1k} 为磁通管的体积; k 为磁通管的号码。

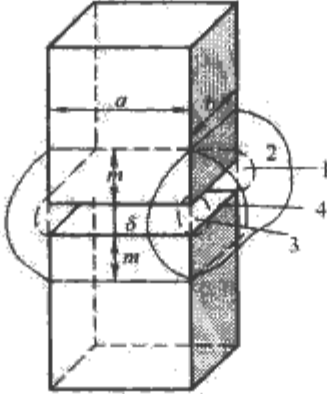


图 9.2-18 正方形磁极间气隙磁导

整个气隙磁导为这些气隙磁导之和。将气隙磁通路径分成如图 9.2-19 所示几何形状的磁通管,包括半圆柱、半圆筒、1/4 球及 1/4 球壳,从而可以计算其磁导。

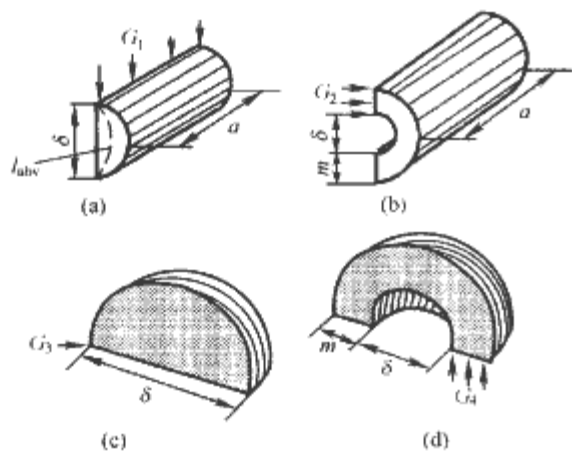


图 9.2-19 正方形磁极分割的磁通管

(a) 半圆柱; (b) 半圆筒; (c) 1/4 球; (d) 1/4 球壳

半圆柱的气隙磁导为

$$G_1 = 0.26\mu_0 a$$

半圆筒的气隙磁导为

$$G_2 = \frac{\mu_0 A_{\text{hsv}}}{l_{\text{hsv}}} = \frac{\mu_0 m a}{\pi(\delta + m)/2} = \frac{2\mu_0 a}{\pi(\delta/m + 1)}$$

其中 $m = (1 \sim 2)\delta$

1/4 球的气隙磁导为

$$G_3 = 0.077\mu_0 \delta$$

1/4 球壳的气隙磁导为

$$G_4 = \mu_0 \frac{m}{4}$$

磁心两端面间的气隙磁导为

$$G_0 = \mu_0 \frac{a^2}{\delta}$$

气隙总磁导为

$$G = G_0 + 4(G_1 + G_2 + G_3 + G_4) \quad (9.2-40)$$

3.2.2.2 矩形磁极的气隙磁导计算

如果磁心端面为 $a \times b$ 的矩形。取 $m = \delta$ ，则气隙总磁导为

$$\begin{aligned} G &= G_0 + 4(G_3 + G_4) + 2(G_{1a} + G_{2a} + G_{1b} + G_{2b}) \\ &= 4\mu_0 \left[\frac{ab}{4\delta} + \frac{m(a+b)}{\pi(\delta+m)} + 0.13(a+b) + 0.077\delta + \frac{m}{4} \right] \end{aligned} \quad (9.2-41)$$

3.2.2.3 圆柱形磁极的气隙磁导计算

圆柱形磁极之间的气隙磁导也可用类似于正方形的分割法进行计算，具体方法是将边缘磁通路径分成圆环和圆环壳，由此得到气隙的总磁导为

$$G = \mu_0 \left[\frac{\pi d^2}{4} + 1.63 \frac{2d + \delta}{4} + (d + \delta) \ln \left(1 + \frac{2m}{\delta} \right) \right] \quad (9.2-42)$$

式中： d 为圆柱直径； δ 为气隙长度。

3.2.3 气隙磁导的保角变换算法

运用磁通管法时要求两磁极端面相同，而保角变换法不但可以计算两磁极端面相同时的气隙磁导，也可以计算两磁极端面不同时的气隙磁导，如图 9.2-20 所示。

对于图 9.2-20 (a) 所示形状，单位长度磁心的气隙磁导为

$$G_{(a)} = \mu_0 \left[\frac{w_c}{2l_a} + \frac{1}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h}{4l_a} \right) \right] \quad (9.2-43)$$

对于图 9.2-20 (b) 所示形状，单位长度磁心的气隙磁导为

$$G_{(b)} = \mu_0 \left[\frac{w_c}{2l_a} + \frac{1}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h}{2l_a} \right) \right] \quad (9.2-44)$$

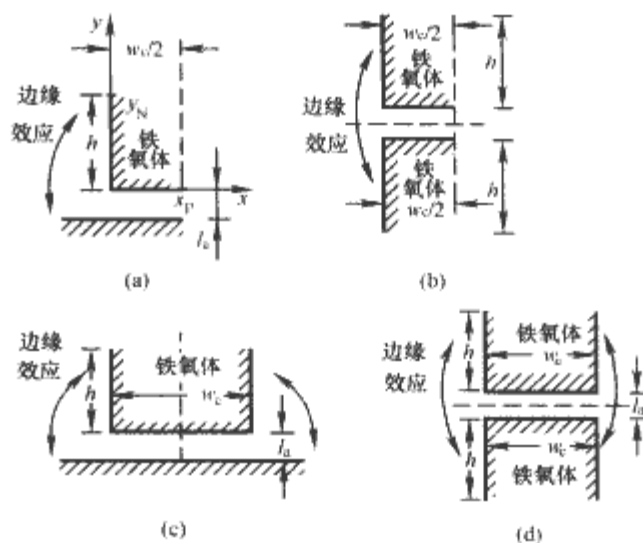


图 9.2-20 气隙两端面不相同时的气隙磁导

(a) 磁心结构一; (b) 磁心结构二;

(c) 磁心结构三; (d) 磁心结构四

对于图 9.2-20 (c) 所示形状，单位长度磁心的气隙磁导为

$$G_{(c)} = \mu_0 \left[\frac{w_c}{l_a} + \frac{4}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h}{4l_a} \right) \right] \quad (9.2-45)$$

对于图 9.2-20 (d) 所示形状，单位长度磁心的气隙磁导为

$$G_{(d)} = \mu_0 \left[\frac{w_c}{l_a} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h}{2l_a} \right) \right] \quad (9.2-46)$$

例如，对于如图 9.2-21 (a) 所示的带气隙磁件结构，其带气隙磁柱的结构如图 9.2-21 (b) 所示。由于磁柱两端的垂直高度不相同，不能直接根据图 9.2-20 (d) 计算其气隙磁导，需要将其划分成如图 9.2-21 (c) 所示的两部分来计算，其单位长度磁心的气隙磁导 G 包括 G_{in} 和 G_{out} 两部分，即

$$\begin{aligned} G_{\text{in}} &= \mu_0 \left[\frac{w_c}{2l_a} + \frac{1}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi(c_c - w_c)}{2l_a} \right) \right] \\ G_{\text{out}} &= \mu_0 \left[\frac{w_c}{2l_a} + \frac{1}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi c_c}{2l_a} \right) \right] \\ G &= G_{\text{in}} + G_{\text{out}} \\ &= \mu_0 \left[\frac{w_c}{l_a} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi}{2l_a} \sqrt{c_c(c_c - w_c)} \right) \right] \end{aligned}$$

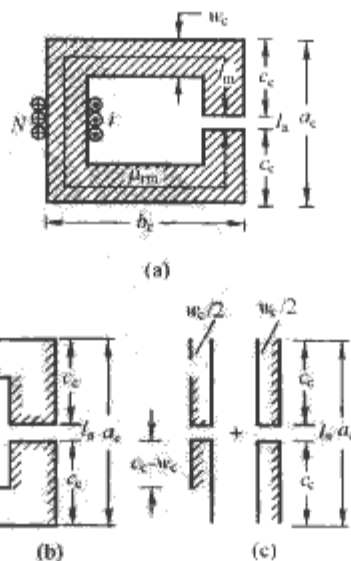


图 9.2-21 一种磁心结构的气隙磁导模型

(a) 带气隙磁件结构; (b) 带气隙磁柱结构;

(c) 气隙磁导计算模型

4 变压器和高频电感器的等效电路模型

4.1 变压器的等效电路模型

4.1.1 变压器的理想电路模型

理想变压器的定义是：①全耦合（耦合系数 $k=1$ ）；②无损耗，即一次、二次绕组电阻 $R_1=R_2=0$ ，磁心损耗为零；③磁心磁导率为无穷大，即一次、二次绕组电感 L_1 、 L_2 为无穷大。则对于如图 9.2-3 所示的双绕组理想变压器，其磁心磁阻 $R_m=0$ ，于是式 (9.2-32) 变为

$$0 = N_1 i_1 + N_2 i_2 \quad (9.2-47)$$

根据电磁感应定律，有

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= N_1 \frac{d\Phi}{dt} \\ u_2 &= N_2 \frac{d\Phi}{dt} \\ \frac{u_1}{N_1} &= \frac{u_2}{N_2} \end{aligned} \right\} \quad (9.2-48)$$

式 (9.2-47) 和式 (9.2-48) 就是理想变压器的电路方程，由此得到其等效电路模型如图 9.2-22 所示。

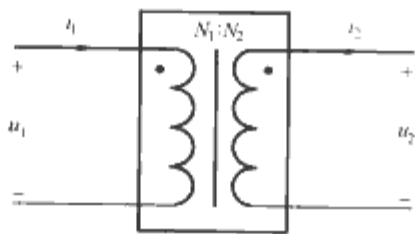


图 9.2-22 理想变压器的电路模型

4.1.2 考虑励磁电感的变压器电路模型

对于实际的变压器来说，图 9.2-3 中变压器的磁心磁阻 $R_m \neq 0$ ，于是有

$$\Phi R_m = N_1 i_1 + N_2 i_2 \quad (9.2-49)$$

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \frac{N_1^2}{R_m} \frac{d}{dt} \left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2 \right) = L_{mp} \frac{di_{mp}}{dt} \\ u_2 &= \frac{N_1 N_2}{R_m} \frac{d}{dt} \left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2 \right) = \frac{N_2}{N_1} L_{mp} \frac{di_{mp}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (9.2-50)$$

其中 $L_{mp} = \frac{N_1^2}{R_m}$ ， $i_{mp} = i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2$ 。由此得到变压器的等效电路模型如图 9.2-23 所示，图中， L_{mp} 和 i_{mp} 分别表示折算到变压器一次绕组的励磁电感和励磁电流。

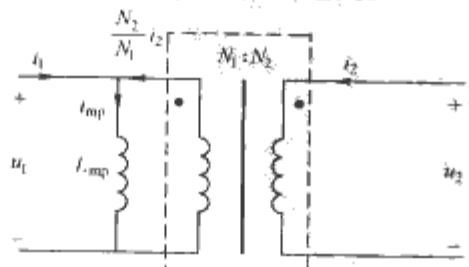


图 9.2-23 包括励磁电感的变压器电路模型

当磁心工作磁密 $B(t)$ 的值达到饱和磁密 B_s 时，变压器将饱和，磁心的磁导率近似为 μ_0 ，励磁电感 L_{mp} 很小，励磁电流 $i_{mp}(t)$ 很大，相当于变压器绕组短路。 $i_{mp}(t)$ 和 $B(t)$ 可分别表示为

$$i_{mp}(t) = \frac{1}{L_{mp}} \int u_1(t) dt$$

$$B(t) = \frac{1}{N_1 A_c} \int u_1(t) dt$$

当 N_1 和 A_c （或 L_{mp} ）不变时，若电压和时间的乘积 λ_1 （称为“伏·秒”积）太大， $i_{mp}(t)$ 和 $B(t)$ 将增大引起磁心饱和。所以变压器的饱和效应可以看成是加在其一次绕组上的 λ_1 过大所致。对于周期性交流电压， λ_1 定义为

$$\lambda_1 = \int_{t_1}^{t_2} u_1 dt \quad (9.2-51)$$

式中：积分上、下限必须选择在电压波形的正半周或负半周部分。为了防止磁心饱和，应当通过增加绕组匝数 N_1 或（和）磁心截面积 A_c （增加励磁电感 L_{mp} ）来降低磁心的工作磁密 $B(t)$ 和励磁电流 $i_{mp}(t)$ 。

4.1.3 考虑漏感影响时的变压器等效电路模型

在实际的变压器中，有一部分磁通只匝链一个绕组，而不匝链其他绕组，“漏”到了空气中或变压器的其他部位，这部分磁通称为漏磁通，如图 9.2-24 (a) 所示，由漏磁通所产生的电感称为漏感。在忽略绕组电阻时，一次、二次绕组的端电压分别为

$$\begin{aligned} u_1 &= N_1 \frac{d(\Phi_{k1} + \Phi)}{dt} = L_{k1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\Phi}{dt} \\ u_2 &= N_2 \frac{d(\Phi_{k2} + \Phi)}{dt} = L_{k2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\Phi}{dt} \end{aligned}$$

式中： L_{k1} 和 L_{k2} 分别为由漏磁通 Φ_{k1} 和 Φ_{k2} 所产生的漏电感。并有

$$L_{k1} = N_1 \frac{d\Phi_{k1}}{di_1}$$

$$L_{k2} = N_2 \frac{d\Phi_{k2}}{di_2}$$

所以得到变压器的等效拓扑结构如图 9.2-24 (b) 所示。其等效电路模型如图 9.2-25 所示。

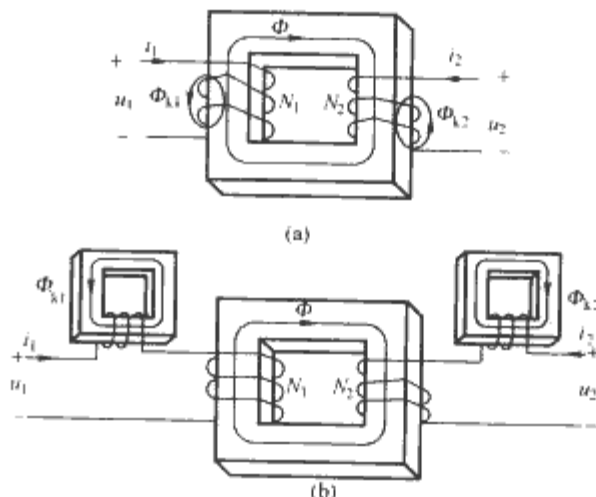


图 9.2-24 双绕组变压器的漏磁通
(a) 变压器的几何形状；(b) 漏磁通产生的漏电感

双绕组变压器的端电压方程可写为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (9.2-52)$$

式中： L_{11} 和 L_{22} 分别为一次、二次绕组的自感； L_{12} 为一次、二次绕组间的互感。

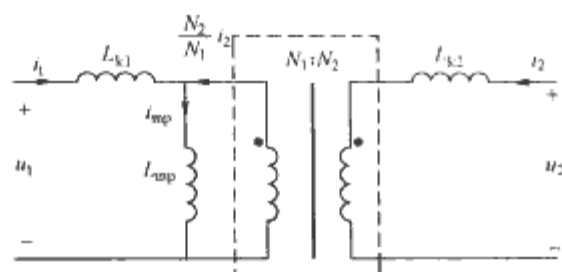


图 9.2-25 考虑励磁电感和一次、二次漏感的双绕组变压器等效电路模型

并有

$$\left. \begin{aligned} L_{12} &= \frac{N_1 N_2}{R_m} = \frac{N_2}{N_1} L_{mp} \\ L_{11} &= L_{k1} + \frac{N_1}{N_2} L_{12} \\ L_{22} &= L_{k2} + \frac{N_2}{N_1} L_{12} \end{aligned} \right\} \quad (9.2-53)$$

定义变压器一次、二次绕组的磁耦合系数为

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} \quad (9.2-54)$$

磁耦合系数 k 的取值范围为 $0 \leq k \leq 1$ ，用来表示一次、二次绕组磁耦合的程度。全磁耦合变压器的漏感为零， $k=1$ ；低压变压器的 k 通常趋近于 0.99，为紧耦合；当 k 值较小时，为松耦合。

4.1.4 考虑磁心损耗和绕组铜耗的变压器等效电路模型

在图 9.2-25 的基础上又考虑磁心损耗和绕组铜耗的变压器等效电路模型如图 9.2-26 所示。图 9.2-26 中， R_c 为磁心损耗的等效电阻， R_1 和 R_2 为变压器一次、二次绕组的等效电阻。

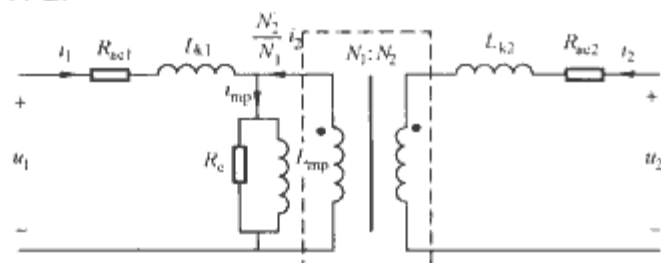


图 9.2-26 考虑磁心损耗和绕组铜耗的变压器等效电路模型

4.1.5 考虑分布电容影响时的变压器等效电路模型

变压器在高频工作时，有时需要考虑分布电容的影响，变压器的分布电容主要有一次、二次绕组各自的分布电容 C_1 、 C_2 及一次、二次绕组间的分布电容 C_{12} 、 C_{21} ，它们是由变压器各绕组匝间和层间的分布电容构成的。考虑分布电容影响时的变压器等效电路模型如图 9.2-27 所示。其他参数的意义同上。

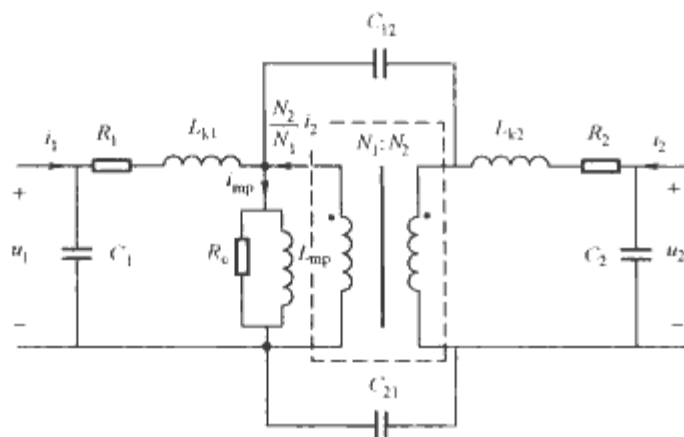


图 9.2-27 考虑分布电容影响时的变压器等效电路模型

4.2 高频电感器的等效电路模型

电感器在高频工作时，既要考虑磁心损耗的影响，也要考虑绕组铜耗的影响，有时还要考虑分布电容的影响。在考虑这些因数的影响时，高频电感的等效电路模型如图 9.2-28 所示。图 9.2-28 中， R_c 为磁心损耗的等效电阻，对于直流滤波电感，若 ΔB 很小，磁心损耗可以忽略，可以认为 $R_c=0$ ； R_w 为绕组损耗的等效电阻； C 为绕组分布电容，包括由于电感器绕组各匝间的导线通过空气、绝缘层和骨架而存在的分布电容，以及多层绕组的各层之间存在的分布电容。

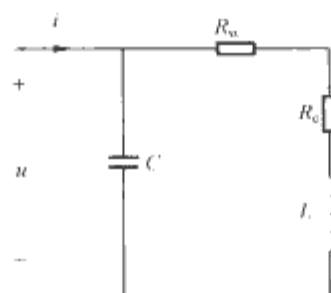


图 9.2-28 高频电感的等效电路模型

5 磁性元件的损耗

5.1 磁心损耗

磁性元件的磁心在每一次磁化过程中都要消耗一定的能量，这部分能量损耗称为磁心损耗 (P_{Fe})，简称铁损或铁耗。磁心损耗主要包括磁滞损耗 (P_h)、涡流损耗 (P_e) 和剩余损耗 (P_s)。

5.1.1 磁滞损耗 (P_h)

当磁性元件的磁心在磁化时，送到磁心的磁场能量包含两部分：一部分是由于磁性材料的磁畴发生弹性转动而转变为势能，去掉外磁化电流后，磁场能量仍可以返回电路；另一部分是由于磁畴发生刚性转动而与磁畴壁产生摩擦使磁心发热消耗掉，从而使这部分磁场能量不能返回电路，这就是磁滞损耗。磁滞损耗可以通过一个环型磁心线圈及其磁滞回线来说明。用一个频率为 f 的交流电源磁化一个环型磁心线圈，得到其磁滞回线，如图 9.2-29 所示。

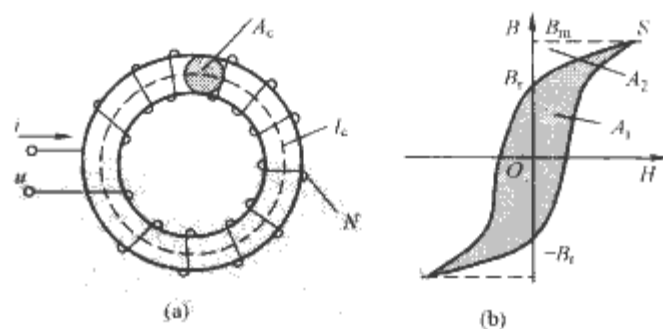


图 9.2-29 环型磁心线圈及其磁滞回线
(a) 环型磁心线圈；(b) 磁滞回线

设交流电压和电流分别为 $u(t)$ 和 $i(t)$ ，则在半个周期 $T/2$ 内，当忽略绕组电阻时，进入环型磁心线圈的能量为

$$\begin{aligned} W_{T/2} &= \int_0^{T/2} u(t) i(t) dt \\ &= \int_0^{T/2} N A_c \frac{dB}{dt} \times \frac{H(t) l_c}{N} dt \\ &= A_c l_c \int_{-B_r}^{B_r} H dB = A_c l_c \left(\int_{-B_r}^{B_m} H dB - \int_{B_m}^{B_r} H dB \right) \\ &= A_c l_c (A_1 - A_2) \end{aligned} \quad (9.2-55)$$

则在一个周期 T 内, 进入环形磁型线圈的能量为

$$\begin{aligned} W &= 2W_{T/2} = 2A_c l_c (A_1 - A_2) \\ &= A_c l_c \oint_T H dB \end{aligned} \tag{9.2-56}$$

式中: $A_c l_c$ 为磁心的体积; 积分 $\oint H dB$ 为 $B-H$ 环的面积。

所以磁心在每个周期内 (在磁化一周内) 的能量损耗 E 等于磁心体积与 $B-H$ 环面积的乘积。磁滞损耗 P_h 就等于磁心在每个周期 T 内的能量损耗 E 与励磁频率 f 的乘积, 即

$$P_h = (A_c l_c) f \oint_T H dB \tag{9.2-57}$$

可见, 频率越高, 磁滞损耗越大; $B-H$ 环的面积越大, 磁滞损耗越大。

5.1.2 涡流损耗 (P_e)

根据电磁感应定律, 当磁性元件工作时, 其磁心内的交变磁场会在磁心内产生感应电动势, 这个感应电动势作用在具有一定电导率的磁心上, 就会产生感应电流, 以阻碍磁场的变化, 这种感应电流就称为涡流, 如图 9.2-30 所示。涡流 $i_e(t)$ 在磁心中会引起电阻损耗即涡流损耗。

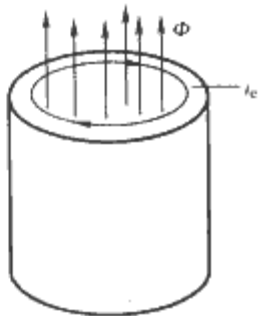


图 9.2-30 交变磁通 $\Phi(t)$ 在磁心中引起涡流 $i_e(t)$

减小涡流损耗的措施主要有:

- (1) 减小感应电动势, 如采用粉芯类材料, 使磁心由许多相互绝缘的细小颗粒组成, 每个小颗粒的截面积很小, 从而减小磁通随时间的变化率即减小感应电动势。
- (2) 增加磁心的电阻率, 如采用铁氧体材料。
- (3) 加长涡流所经过的路径, 如采用硅钢片或非晶带, 如图 9.2-31 所示。

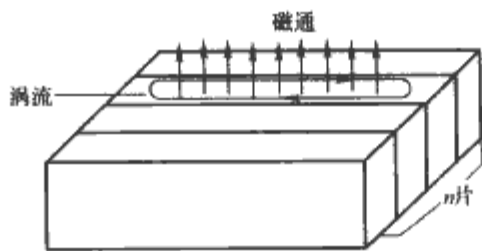


图 9.2-31 采用叠片磁心以减小涡流损耗

5.1.3 剩余损耗 (P_s)

剩余损耗 (excess loss) 是由于磁化弛豫效应或磁性滞后效应所引起的损耗。弛豫是指在磁化或反磁化的过程中, 磁化状态并不是随磁化强度的变化而立即变化到它的最终状态, 而是需要有一个过程, 这个“时间效应”便是引起剩余损耗的原因。剩余损耗可用式 (9.2-58) 表示

$$P_{ex} = C (f B_{max})^\gamma V_c \tag{9.2-58}$$

式中: C 和 γ 为常数, 由磁心材料的特性决定; V_c 为磁心体积。

5.1.4 磁心总损耗 (P_{Fe})

对于给定频率及峰值磁密的正弦波形, 磁心总损耗密度 P_v 可以用式 (9.2-59) 近似表示为

$$\begin{aligned} P_v &= k f^\alpha B_{max}^\beta = C_m C_T f^\alpha B_{max}^\beta \\ &= C_m (\alpha_0 - \alpha_1 T + \alpha_2 T^2) f^\alpha B_{max}^\beta \quad (\text{mW/cm}^3) \end{aligned} \tag{9.2-59}$$

式中: B_{max} 为最大 (或峰值) 交流工作磁密, 即交流磁密峰—峰值的一半, T ; T 为磁心温度, $^\circ\text{C}$; f 为频率, Hz 。

这就是著名的 Steinmetz 公式。

参数 C_m 、 α_0 、 α_1 、 α_2 、 α 和 β 可以通过将实测的磁心损耗数据进行曲线拟合而得到。例如, 对于 Ferroxcube 公司 (原属于飞利浦公司) 的铁氧体材料, 这些参数值如表 9.2-3 所示。

表 9.2-3 Ferroxcube (原属于飞利浦) 公司铁氧体材料计算损耗密度的参数值

铁氧体	f (kHz)	C_m	α	β	α_2	α_1	α_0
3C30	20~100	7.13×10^{-3}	1.42	3.02	3.65×10^{-4}	6.65×10^{-2}	4
	100~200	7.13×10^{-3}	1.42	3.02	4×10^{-4}	6.8×10^{-2}	3.8
3C90	20~200	3.2×10^{-3}	1.46	2.75	1.65×10^{-4}	3.1×10^{-2}	2.45
3C94	20~200	2.37×10^{-3}	1.46	2.75	1.65×10^{-4}	3.1×10^{-2}	2.45
	200~400	2×10^{-3}	2.6	2.75	1.65×10^{-4}	3.1×10^{-2}	2.45
3F3	100~300	0.25×10^{-3}	1.63	2.45	0.79×10^{-4}	1.05×10^{-2}	1.26
	300~500	2×10^{-5}	1.8	2.5	0.77×10^{-4}	1.05×10^{-2}	1.28
	500~1000	3.6×10^{-9}	2.4	2.25	0.67×10^{-4}	0.81×10^{-2}	1.14
3F4	500~1000	12×10^{-4}	1.75	2.9	0.95×10^{-4}	1.1×10^{-2}	1.15
	1000~3000	1.1×10^{-11}	2.8	2.4	0.34×10^{-4}	0.11×10^{-2}	0.67

磁心总损耗 P_{Fe} 可根据磁心的功率损耗密度 P_v 乘以磁心体积而求得。图 9.2-32 表示在正弦波激励下 Ferroxcube 公司 3F3 铁氧体材料在 100°C 时的功率损耗密度 P_v 随励磁频

率 f 和交流峰值磁密 B_{max} 变化的曲线。

上述磁心损耗计算公式及曲线是在工作磁密波形为正弦波的情况下得出的, 如果工作磁密为非正弦波, 则磁心总损

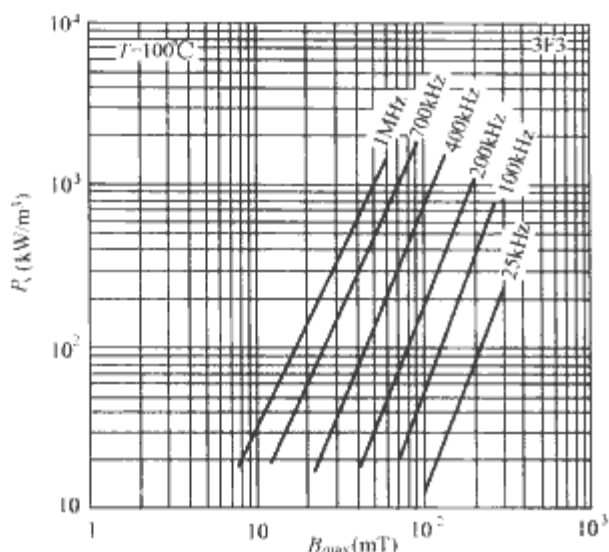


图 9.2-32 在正弦波激励下 Feroxcube 公司 3F3 铁氧体材料在 100℃ 时的功率损耗密度 P_v

耗密度为

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^a |B(t)|^{\beta-a} dt \quad (9.2-60)$$

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^a \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^a |\sin\theta|^{\beta-a} d\theta}$$

式中: T 为磁密波形的周期; a 、 β 和 k 的取值同式 (9.2-59)。

5.2 绕组损耗

5.2.1 绕组直流铜耗

磁性元件绕组的电阻铜耗也比较大, 它不但影响磁性元件的总损耗、温升和效率, 也影响磁性元件的体积。因为存在绕组铜耗, 所以绕组导线的直径不能取得过小。设磁性元件绕组的直流电阻为 R , 则绕组的直流铜耗可以表示为

$$\left. \begin{aligned} P_{Cu} &= I^2 R \\ R &= \rho \frac{l_h}{A_w} \end{aligned} \right\} \quad (9.2-61)$$

式中: A_w 为裸导线的截面积; l_h 为导线长度; ρ 为导线电阻率。

当温度为 20℃ 时, $\rho_{20^\circ\text{C}} = 1.724 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ 。当温度为 T 时, $\rho = [1 + (T - 20)/234.5] \times \rho_{20^\circ\text{C}}$ 。例如, 当温度为 100℃ 时, $\rho = 2.3 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ 。

5.2.2 集肤效应在导体中引起的涡流损耗

磁性元件绕组导体中的涡流也会引起功率损耗, 使得实际磁件的铜耗远大于根据式 (9.2-61) 所求得值。线圈导体中的涡流是由集肤效应和邻近效应引起的, 这些涡流会在高频大电流多层变压器绕组中引起很大的损耗, 下面进行详细分析。

图 9.2-33 (a) 表示交流电流 $i(t)$ 流过某一导体, 该电流在导体内产生交变磁通 $\Phi(t)$, $\Phi(t)$ 在导体内感应涡流, 涡流的方向是试图阻止磁通 $\Phi(t)$ 的变化, 涡流经过的路径及方向如图 9.2-33 (b) 所示。从图 9.2-33 (b) 中可见, 涡流使导体中心的电流密度减小, 使导体表面附近的电流密度增加, 即使得电流趋向于导体表面, 这就是集肤效应 (skin effect) 或趋肤效应。

当导体流过频率为 f 的正弦电流时, 导体内的电流密度沿导体直径方向从导体表面到中心按指数规律减小, 使导体的有效截面积减小而电阻增大, 损耗增大。导体有效截面积减小的程度用穿透深度 δ 来表示, δ 定义为:

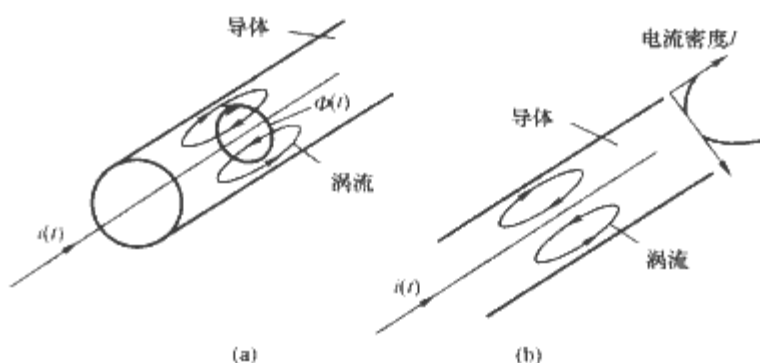


图 9.2-33 导体内的集肤效应

(a) 电流 $i(t)$ 感应磁通 $\Phi(t)$, $\Phi(t)$ 在导体中感应涡流;

(b) 涡流使导体中心的电流密度减小

由于集肤效应而使导体内的电流密度下降到导体表面电流密度 36.8% ($1/e$) 处的径向深度称为集肤深度或穿透深度 δ , 并有

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (9.2-62)$$

式中: 铜导体的磁导率 $\mu = \mu_0$; 电阻率 ρ 的值见式 (9.2-61)。

直径为 d 的导体交流电阻 R_{ac} 与直流电阻 R_{dc} 之比可用导体截面积与其集肤面积之比表示, 即

$$\begin{aligned} \frac{R_{ac}}{R_{dc}} &= \frac{\pi d^2 / 4}{\pi d^2 / 4 - \pi (d - 2\delta)^2 / 4} \\ &= \frac{d^2 / (2\delta)^2}{d^2 / (2\delta)^2 - [d / (2\delta) - 1]^2} \end{aligned} \quad (9.2-63)$$

可见, 随着导体电流的频率增加, 穿透深度减小, 交流电阻增加, 导体的铜耗增加。例如, 对于直径为 1.5mm 的铜导体, 如果通过频率为 200kHz 的正弦交流电流, 其穿透深度为 0.017mm, 其交、直流电阻之比为 2.488。可见, 集肤效应对导体铜损耗的影响是比较大的。

为了避免集肤效应引起绕组铜损耗的增加, 绕组导线应采用直径不大于两倍集肤深度的细导线, 当这样的单股细导线不能满足电流密度要求时, 要采用多股并联, 但由于受邻近效应的影响, 不能简单地直接将多股细导线并联, 而是将它们绞成里兹线 (将在后面详细说明)。在电流较大 (15~20A 以上) 时, 通常采用铜箔做绕组, 铜箔厚度应不大于两倍集肤深度。然而, 对于具有多层绕组的高频变压器, 在计算其绕组铜耗时, 还要考虑邻近效应的影响。

5.2.3 邻近效应在导体中引起的涡流损耗

5.2.3.1 邻近效应

图 9.2-34 表示两根相同尺寸的相邻导体 A 和 B, 流过大小相等、方向相反的高频电流 i_A 和 i_B , 导体厚度 a 大于集肤深度 δ , 流过导体 A 的电流 i_A 产生的磁通 Φ_A 穿过导体 B, 与集肤效应相似, 磁通 Φ_A 在导体 B 中产生涡流 i_{AB} , 在导体 B 中靠近导体 A 的一侧, 涡流 i_{AB} 与 i_B 的方向一致, 两者相加; 在导体 B 中远离导体 A 的一侧, 涡流 i_{AB} 与 i_B

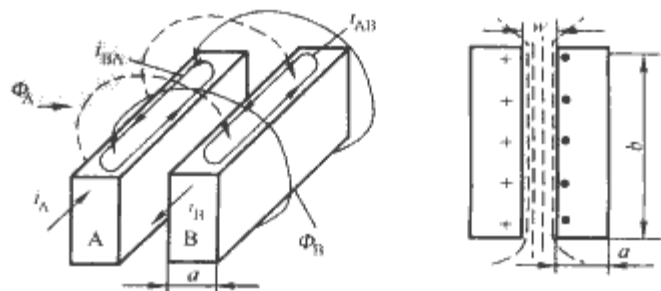


图 9.2-34 两导体间的邻近效应

的方向相反,两者相减。同理,导体A中的电流由于受到导体B中电流所产生的磁场的影响,而在靠近导体B的一侧流通。即两导体中的电流都在相互接近的一侧流通,这种现象就是邻近效应。如果两导体的电流方向相同,则邻近效应使电流在两导体的外侧流通。

5.2.3.2 邻近效应在导体中引起的涡流损耗

导体中的交流电流会在其内感应涡流并通过邻近效应使相邻导体中的高频铜耗增加。图9.2-35表示一个电感器绕组由几层铜箔串联而成,铜箔厚度 d 远远大于穿透深度 δ 。设第一层铜箔流过的电流为 $i(t)$,电流 $i(t)$ 在第二层铜箔的下表面感应出电流 $-i(t)$,该电流的方向是阻碍第一层铜箔电流 $i(t)$ 所产生的磁通 $\Phi(t)$ 的变化。因为第二层铜箔和第一层铜箔相串联,而第一层铜箔的电流为 $i(t)$,所以第二层铜箔的电流也为 $i(t)$,因而第二层铜箔的上表面流过的电流为 $2i(t)$,该电流又在第三层铜箔的下表面感应出电流 $-2i(t)$,所以第三层铜箔上表面流过的电流为 $3i(t)$,依此类推,这就是前面所说的邻近效应。

由邻近效应产生的涡流所引起的铜耗是相当大的。由图9.2-35可见,假设流过第一层铜箔上表面的电流 $i(t)$ 产生的铜耗为 P_1 ,则流过第二层铜箔下表面的电流 $-i(t)$ 也同样产生铜耗 P_1 ,流过第二层铜箔上表面的电流 $2i(t)$ 产生的铜耗为 $4P_1$,流过第二层铜箔的电流产生的总铜耗为 $P_2 = 5P_1$,流过第 m 层铜箔的电流产生的总铜耗为

$$P_m = [(m-1)^2 + m^2]P_1 \quad (9.2-64)$$

因此,如果铜箔厚度 d 远远大于穿透深度 δ ,则由于存在邻近效应,流过多层绕组的高频电流在最外层绕组中会产生很大的铜耗,假设绕组的总层数为 M ,则 M 层绕组所产生的总铜耗为

$$P_M |_{d \gg \delta} = \sum_{j=1}^M P_j = \frac{M}{3} (2M^2 + 1) P_1 \quad (9.2-65)$$

如果 $d = \delta$,则低频电流所产生的邻近效应可以忽略。假设直流电流和低频交流电流在每层铜箔中产生的铜耗为 P_1 ,则在 M 层铜箔绕组中所产生的总铜耗仅为

$$P_{M,dc} |_{d=\delta} = MP_1 \quad (9.2-66)$$

如果 d 的值既不是等于也不是远远大于 δ ,则每层铜箔的直流电阻为 $d = \delta$ 时的 δ/d 倍,直流电流或低频交流电流在 M 层铜箔绕组中产生的总直流铜耗或低频铜耗为

$$P_{M,dc} = MP_1 \frac{\delta}{d} \quad (9.2-67)$$

由此可见,邻近效应使多层绕组的铜损耗增加,增加系数为

$$F_R |_{d \gg \delta} = \frac{P_M |_{d \gg \delta}}{P_{M,dc}} = \frac{1}{3} \times \frac{d}{\delta} (2M^2 + 1) \quad (9.2-68)$$

式(9.2-64)~式(9.2-68)的使用条件是:① $d \gg \delta$,②绕组的几何形状为图9.2-35所示的形状。通过后面的分析可知,当 d 的值趋近于 δ 时,绕组的铜耗最小。

圆形导体线圈铜耗的大小也可以用上述方法来进行分析。设有一层线圈由 N 匝圆形导线组成,每匝导线流过的电流为 $i(t)$,则该层圆形导体线圈可以等效为一个单匝铜箔线圈,流过的电流为 $Ni(t)$,其等效过程如图9.2-36所示。首先,把图9.2-36(a)中的一层圆形导体等效为一层相同数量的方形导体,如图9.2-36(b)所示,两者的截面积相等,每一个方形导体的边长等于圆形导体的直径 d 乘以系数 $\sqrt{\pi}/2$;然后,把这些方形导体合在一起形成一层铜箔,如图9.2-36(c)所示,铜箔的厚度等于方形导体的边长;最后,把图9.2-36(c)中的铜箔拉宽,使其宽度与圆形导

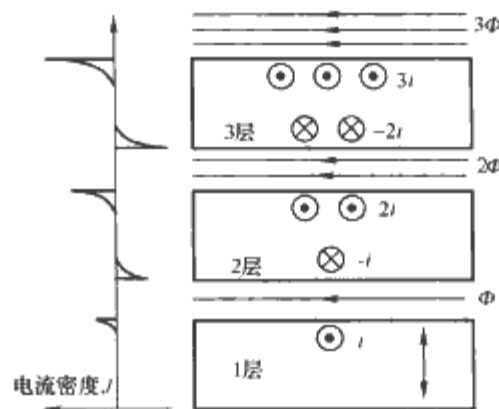


图 9.2-35 线圈导体层中的邻近效应

体线圈的宽度相等,铜箔的厚度仍等于方形导体的边长,如图9.2-36(d)所示。这一过程使铜箔的截面积增大,电阻减小,为了使两者的电阻相等,就要增大图9.2-36(d)中铜箔的电阻率,这里引入补偿系数 k 来表征图9.2-36(d)中铜箔电阻率 ρ_d 比图9.2-36(c)中铜箔电阻率 ρ_c 的增加量,即

$$k = \frac{\rho_c}{\rho_d} = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \times \frac{Nd}{l_w} \quad (9.2-69)$$

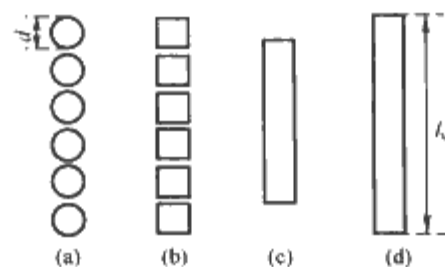


图 9.2-36 将一层圆形导体线圈等效为一层铜箔导体

(a) 圆形导体; (b) 方形导体; (c) 铜箔导体;
(d) 拉宽的铜箔导体

补偿系数 k 也称导体空隙系数,如果线圈由圆铜线绕制, $k=0.8$;如果线圈由铜箔绕制, $k=1$ 。

为了在后面分析邻近损耗,定义导体厚度与其集肤深度的等效比 φ 为

$$\varphi = \sqrt{k} \frac{d}{\delta} \quad (9.2-70)$$

式中: δ 为圆形导体的集肤深度; d 为圆形导体的直径。

5.2.3.3 变压器绕组每层线圈的铜耗计算

对于导体直径为 d 的变压器第 m 层线圈,假设其电流波形为正弦波,电流有效值为 I 。其铜耗 P_m 为

$$P_m = I^2 R_{dc} \varphi Q'(\varphi, m) \quad (9.2-71)$$

$$R_{dc} = \rho \frac{l_b}{A_w} = \rho \frac{(MLT) N_m^2}{k^2 l_w^2}$$

式中: R_{dc} 为第 m 层线圈的直流电阻; N_m 为第 m 层线圈的匝数; l_b 为第 m 层线圈的导线长度; A_w 为导线截面积; MLT 为每匝导线平均长度; φ 的定义见式(9.2-70)。

$$Q'(\varphi, m) = (2m^2 - 2m + 1)G_1(\varphi) - 4m(m-1)G_2(\varphi) \quad (9.2-72)$$

$$\left. \begin{aligned} G_1(\varphi) &= \frac{\sinh(2\varphi) + \sin(2\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \\ G_2(\varphi) &= \frac{\sinh(\varphi)\cos(\varphi) + \cosh(\varphi)\sin(\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \end{aligned} \right\} \quad (9.2-73)$$

$$\left. \begin{aligned} \sinh(\varphi) &= \frac{e^\varphi - e^{-\varphi}}{2} \\ \cosh(\varphi) &= \frac{e^\varphi + e^{-\varphi}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (9.2-74)$$

由于邻近效应而使第 m 层线圈增加的铜耗倍数为

$$\frac{P_m}{P_{m,dc}} = \frac{P_m}{I^2 R_{dc}} = \varphi Q'(\varphi, m) \quad (9.2-75)$$

5.2.3.4 变压器绕组总铜耗的计算

设某一变压器的一次、二次绕组层数均为 M ，则变压器一次绕组总铜耗的增加倍数为

$$\begin{aligned} F_R &= \frac{P_{pri}}{P_{pri,dc}} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \varphi Q'(\varphi, m) \\ &= \varphi \left\{ G_1(\varphi) + \frac{2}{3} (M^2 - 1) [G_1(\varphi) - 2G_2(\varphi)] \right\} \end{aligned} \quad (9.2-76)$$

由于假设变压器一次、二次绕组的层数相等，所以二次绕组铜耗的增加倍数与一次绕组相等。

将式 (9.2-76) 除以 φ 可以得到当每一层线圈的等效铜箔厚度等于其穿透深度时，变压器一次绕组的总铜耗与其直流铜耗之比为

$$\frac{P_{pri}}{P_{pri,dc} |_{d=\delta}} = G_1(\varphi) + \frac{2}{3} (M^2 - 1) (G_1(\varphi) - 2G_2(\varphi)) \quad (9.2-77)$$

将式 (9.2-77) 用图 9.2-37 表示，可见，当 φ 小于或趋近于 1 时，可得到变压器的最小铜耗。

将变压器的一次、二次绕组分层交替绕制可以减小由邻近效应引起的铜耗，此时各层线圈的铜耗也都相等，整个变压器绕组的邻近损耗可以直接从图 9.2-37 中得到，此时的线圈总等效层数 $M=1$ 。从图 9.2-37 中可见，当 $\varphi=\pi/2$ 时，铜耗最小；当 $\varphi \geq 1$ 时，铜耗值趋近于常量，并等于 $\varphi=1$ 时的直流铜耗，即在 $\varphi=1$ 附近，有一个最佳导体厚度，可以使变压器的铜耗最小。

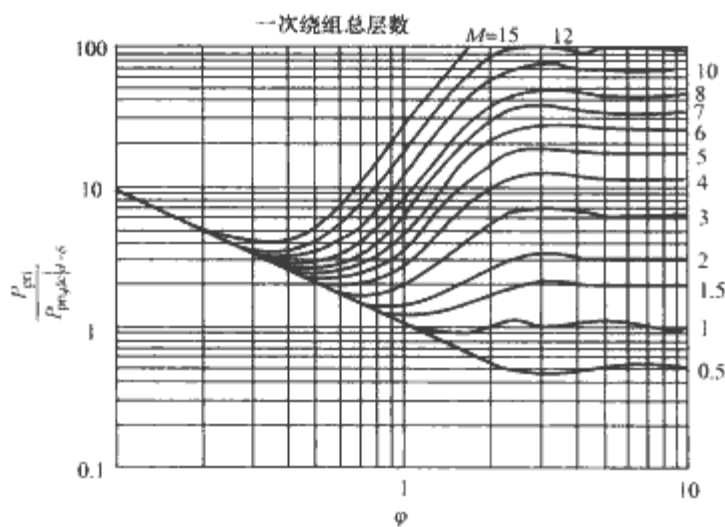


图 9.2-37 当每层线圈的有效厚度等于穿透深度时，变压器一次绕组总铜耗与直流损耗之比

简单地将多股细导线直接并绕做绕组不能降低涡流损耗，这是因为受邻近效应的影响，多股并绕导线（非里兹线）的电流分布如图 9.2-38 所示。而采用里兹线做绕组可以有效降低涡流损耗，即将直径小于两倍集肤深度的几十股或更多股绝缘导线缠在一起进行并绕，使每股导线都均匀地通过每一层线圈的内部和表面，从而降低各股导线内高频电流产生的涡流，以减小涡流损耗，里兹线的电流分布如图 9.2-39 所示。采用里兹线的缺点是增加了变压器的成本，降低了变压器磁心窗口的填充系数（注：“里兹”即 litz，源于德语 litzen draht，即多股绞合）。

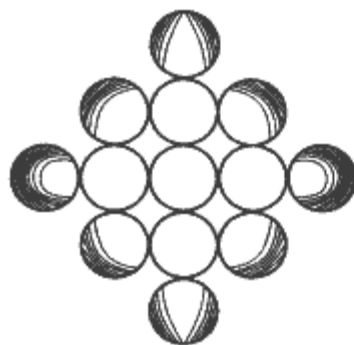


图 9.2-38 非里兹线的电流分布



图 9.2-39 里兹线的电流分布

5.2.3.5 PWM 波激励时变压器绕组铜耗的计算

开关电源变压器的电流波形通常为 PWM 波，含有很大的谐波成分，这些谐波使变压器绕组中的邻近损耗显著增加，所以在计算开关电源变压器的铜耗时，还要计算这些邻近损耗。具体计算步骤为：首先，对变压器绕组电流进行谐波分析；然后，计算各次谐波电流产生的铜耗；最后，将这些铜耗相加即可求得包括邻近损耗的总铜耗。例如，图 9.2-40 中的 PWM 波电流可以用傅氏级数表示为

$$\begin{aligned} i(t) &= I_0 + \sum_{j=1}^{\infty} \sqrt{2} I_j \cos(j\omega t) \\ I_j &= \frac{\sqrt{2} I_{pk}}{j\pi} \sin(j\pi D) \end{aligned} \quad (9.2-78)$$

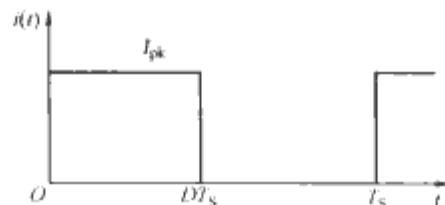


图 9.2-40 脉宽调制 (PWM) 电流波形

其中 $\omega=2\pi/T_s$ 。该电流包含一个 $I_0=DI_{pk}$ 的直流分量和有效值为 I_j 的各次谐波分量。

邻近损耗是由变压器绕组电流的各次谐波分量产生的，谐波次数 j 越高，谐波电流的集肤深度越小，导体直径 d 与谐波电流集肤深度 δ_j 的等效比 φ_j 也越大。导体直径 d 与基波电流集肤深度 δ_1 的等效比 φ_1 可根据式 (9.2-70) 求出， φ_j 可根据式 (9.2-79) 求出

$$\varphi_j = \sqrt{j} \varphi_1 \quad (9.2-79)$$

在多层变压器绕组中，如果励磁电流基波分量的 φ_1 趋近于 1，则谐波电流将使绕组的总铜耗显著增加。例如，对于一次、二次绕组非交替绕制的双绕组变压器，设其一次、二次绕组电流均为 $i(t)$ ，如式 (9.2-78) 所示，其一次、二次绕组均由 M 层线圈组成，一次、二次绕组的直流电阻之和为 R_{dc} ，则一次、二次绕组电流直流分量所产生的铜耗之和为

$$P_{dc} = I_0^2 R_{dc} \quad (9.2-80)$$

由式 (9.2-76) 可知，当 $\varphi=\varphi_j$ 时，第 j 次谐波电流分量所产生的铜耗为

$$\begin{aligned} P_j &= I_j^2 R_{dc} \sqrt{j} \varphi_1 \left\{ G_1(\sqrt{j} \varphi_1) + \frac{2}{3} (M^2 - 1) \right. \\ &\quad \left. [G_1(\sqrt{j} \varphi_1) - 2G_2(\sqrt{j} \varphi_1)] \right\} \end{aligned} \quad (9.2-81)$$

将变压器一次、二次绕组电流直流分量和各次谐波分量

所产生的铜耗相加可得到变压器的总铜耗与其直流铜耗 $DI_{\text{pk}}^2 R_{\text{dc}}$ 之比, 即

$$\frac{P_{\text{Cu}}}{DI_{\text{pk}}^2 R_{\text{dc}}} = D + \frac{2\varphi_1}{D\pi^2} \sum_{j=1}^{\infty} \frac{\sin^2(j\pi D)}{j\sqrt{j}} \left\{ G_1(\sqrt{j}\varphi_1) + \frac{2}{3}(M^2 - 1)[G_1(\sqrt{j}\varphi_1) - 2G_2(\sqrt{j}\varphi_1)] \right\} \quad (9.2-82)$$

为了能将绕组谐波电流所产生的铜耗定量化, 设

$$F_{\text{H}} = \frac{\sum_{j=1}^{\infty} P_j}{P_1} \quad (9.2-83)$$

式中: F_{H} 为谐波损耗系数, 简称谐波系数。
变压器的总铜耗为

$$P_{\text{Cu}} = I_0^2 R_{\text{dc}} + F_{\text{H}} F_{\text{R}} I_1^2 R_{\text{dc}} \quad (9.2-84)$$

即 P_{Cu} 不仅是变压器绕组几何形状的函数, 也是绕组谐波电流的函数。

第3章 磁性元件的磁心材料

磁性元件是由磁心和绕组两部分构成的,而磁心是由各种磁性材料制作而成的,磁性材料是构成磁性元件的重要物质基础,所以本章介绍构成磁性元件磁心的各种磁性材料。磁性材料分为软磁材料和硬磁材料两种,电力电子装置中的磁性元件所用磁性材料为软磁材料。所谓软磁材料就是在外磁场作用下产生磁性,而在外磁场消失后磁性随之基本消失的材料。软磁材料按其材料性质可分为金属氧化物软磁材料和金属软磁材料两种,其中金属氧化物软磁材料即软磁铁氧体,金属软磁材料包括金属粉末状磁性材料和金属片(带)状磁性材料。

1 磁性材料的特性曲线及参数

1.1 磁化曲线和磁滞回线

磁性材料的特性曲线包括磁化曲线和磁滞回线。磁性材料在磁场中会被磁化,在磁化过程中,磁感应强度 B 与磁场强度 H 之间的变化关系可以用磁化曲线和磁滞回线来表示,如图 9.3-1 和图 9.3-2 所示,它们是磁性材料的基本特性曲线。图 9.3-1 中的磁化曲线表示磁性材料从磁中性状态 ($H=0, B=0$) 开始进行磁化的整个过程,所以也称为起始磁化曲线。

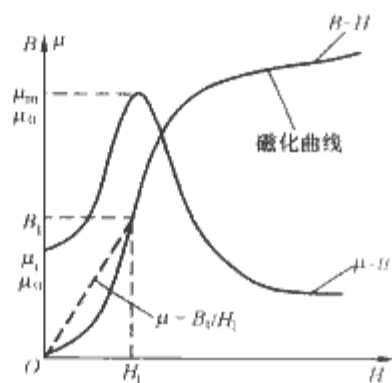


图 9.3-1 磁化曲线

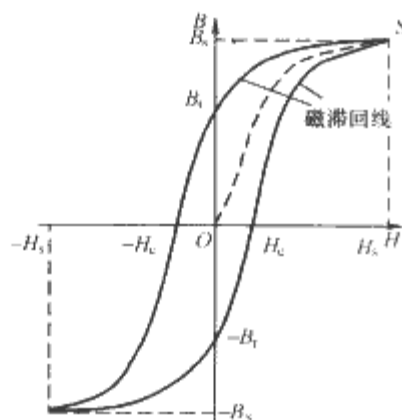


图 9.3-2 磁滞回线

磁性材料的最重要特点是具有磁滞现象,即磁性材料在外磁场作正负变化时的反复磁化过程中,磁感应强度 B 的变化总是落后于磁场强度 H 的变化。如果在反复磁化若干个循环后,可以得到一个近似对称于原点的闭合曲线,则称该闭合曲线为磁滞回线,如图 9.3-2 所示。

磁性材料在直流磁场磁化时所表现出的磁特性称为静态

磁特性,包括静态(或直流)磁化曲线、静态(或直流)磁滞回线及有关参数,图 9.3-1 所示磁化曲线就是静态磁化曲线,图 9.3-2 所示磁滞回线就是静态磁滞回线。

磁性材料在交流磁场磁化时所表现出的磁特性称为动态磁特性,包括动态(或交流)磁化曲线、动态(或交流)磁滞回线、交流磁导率及损耗等。磁性材料在交流磁场中被反复磁化所形成的磁滞回线称为动态磁滞回线。在同一频率下,改变交流磁场幅值的大小,得到一组大小不同的动态磁滞回线,连接这些动态磁滞回线的顶点所得到的曲线称为动态磁化曲线。如果交流磁场的频率很低,涡流和剩余损耗可以忽略,称此时的磁化曲线为基本磁化曲线,基本磁化曲线与起始磁化曲线相近。在相同的磁场强度下,动态磁滞回线的磁感应强度低于静态磁滞回线,且励磁频率越高,磁感应强度下降越多,但动态磁滞回线所包围的面积大于静态磁滞回线,这是因为随着励磁频率增加,磁性材料的涡流增加,要想获得相同的磁感应强度,需要更大的励磁电流。在高频时,磁滞回线的形状逐渐趋于椭圆。

1.2 磁化曲线和磁滞回线的参数

1.2.1 饱和磁感应强度 B_s 和剩磁感应强度 B_r

当磁性材料从磁中性状态磁化到饱和状态时,相应的磁场强度 H 称为饱和磁场强度 H_s ,相应的磁感应强度 B 称为饱和磁感应强度 B_s ,也叫饱和磁通密度或饱和磁密。当磁场强度 H 从 H_s 开始又逐步减小时,磁感应强度 B 也会减小,但不是按起始磁化曲线的轨迹减小,而是沿着高于起始磁化曲线的轨迹减小,当磁性材料从磁化状态去除磁场后,即 $H=0$ 时,磁性材料中仍有剩余的磁感应强度,称为剩磁感应强度 B_r ,简称剩磁感应,其值随励磁大小的不同而不同。

1.2.2 矫顽力 H_c

当磁性材料从磁化状态去除磁场后,继续反方向磁化,直到磁感应强度降为零,此时的磁场强度值称为矫顽力 H_c ,其大小取决于励磁程度,通常指磁化到饱和以后所得到的值。

1.2.3 磁导率 μ

在磁性材料的起始磁化曲线上,磁感应强度 B 与磁场强度 H 之比为磁心的磁导率 μ ,即

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (9.3-1)$$

1.2.3.1 绝对磁导率 μ 、相对磁导率 μ_r 、初始相对磁导率 μ_i 和最大相对磁导率 μ_m

磁导率 μ 也称为绝对磁导率。对于某种磁性材料,其磁导率 μ 常用相对磁导率 μ_r 来表示,并有 $\mu = \mu_r \mu_0$,其中, μ_0 为真空和空气的绝对磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。磁性材料的 $\mu \gg \mu_0$,即 $\mu_r \gg 1$ 。从图 9.3-1 可知,由于 B 和 H 的关系不是线性关系,所以 μ 不是常数。图 9.3-1 中, μ_m 为起始磁化曲线上相对磁导率的最大值,称为最大相对磁导率; μ_i 为起始磁化曲线初始端相对磁导率的极限值,称为直流初始相对磁导率或相对初始磁导率,即

$$\mu_1 = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H} \quad (9.3-2)$$

1.2.3.2 等效相对磁导率 μ_e

当用磁性材料做成具有空气隙的磁心时,其磁心和气隙中的 μ 值不同,常等效为一个相对磁导率为 μ_e 的均匀环型磁心, μ_e 称为等效相对磁导率。例如,当如图 9.2-10 所示的磁心经切割并形成空气隙后,磁心的磁滞回线会变得倾斜和拉平,如图 9.3-3 所示。

在磁心回路中加气隙后,矫顽力 H_c 与饱和磁密 B_s 均保持不变,但磁导率 μ 及剩磁感应强度 B_r 变化很大,明显减小。加气隙后,磁心的等效相对磁导率 μ_e 为

$$\mu_e = \frac{\mu_r}{1 + \frac{\mu_r l_g}{l_c}} \quad (9.3-3)$$

当 $\mu_r \gg 1$ 时

$$\mu_e \approx \frac{l_c}{l_g}$$

加气隙后磁心的剩磁感应强度为

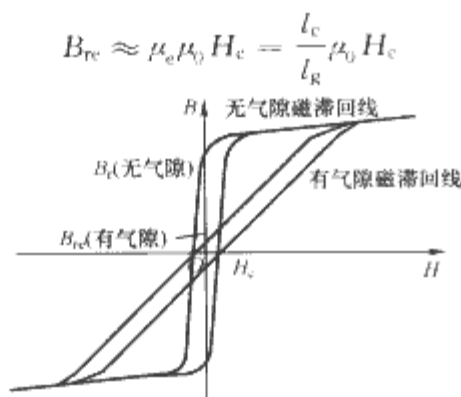


图 9.3-3 空气隙对磁滞回线的影响

1.2.3.3 增量相对磁导率 μ_Δ

当在某一直流励磁磁场上叠加一个交流励磁磁场时,交流励磁分量沿局部磁滞回线变化,如图 9.3-4 所示,这时的磁导率称为增量相对磁导率 μ_Δ ,即

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \times \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (9.3-4)$$

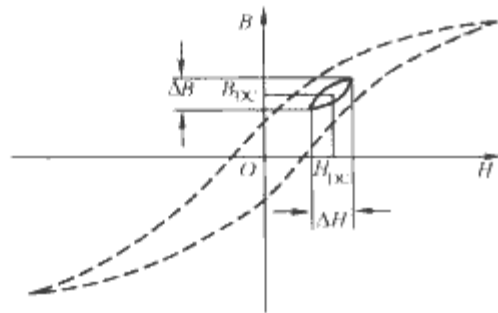


图 9.3-4 局部磁滞回线

1.2.3.4 幅值相对磁导率 μ_s 和交流初始相对磁导率 μ_{inc}

在动态磁化曲线上,最大工作磁感应强度 B_m 与最大磁场强度 H_m 之比称为幅值相对磁导率 μ_s ,即

$$\mu_s = \frac{1}{\mu_0} \times \frac{B_m}{H_m} \quad (9.3-5)$$

磁性材料手册上所标注的幅值磁导率就是该相对磁导率。通常规定,铁氧体材料幅值相对磁导率的测试条件是:测试场的 B 为 50~200mT,频率 f 为 15~500kHz,温度为 25℃或 100℃。

当交流磁场强度 H_m 趋于无穷小时所得到的幅值相对磁导率的极限值称为交流初始相对磁导率 μ_{inc} , μ_{inc} 也可简单地用 μ_i 表示,即

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H_m \rightarrow 0} \mu_s \quad (9.3-6)$$

磁性材料手册上所标柱的初始相对磁导率就是该相对磁导

率。根据国际标准规定,铁氧体材料交流初始相对磁导率的测试条件是:测试磁场的 $B < 0.25\text{mT}$,频率 $f \leq 10\text{kHz}$,温度为 25℃。

1.2.3.5 复数相对磁导率 μ_s

当用磁性材料做成磁心时,由于存在磁心损耗,实际磁心电感器的电流与电压间的相位差不是 90°,而是 90°再加上一定的相位偏移量。当仅考虑磁心损耗的影响时,电感器加角频率为 ω 的正弦电压时的总阻抗为

$$Z = j\omega L + R_c = j\omega \left(L - j \frac{R_c}{\omega} \right) \quad (9.3-7)$$

式中: R_c 为磁心损耗的等效电阻。

则电感器的等效电感量为

$$L' = L - j \frac{R_c}{\omega} = \left(\mu_r - j \frac{R_c}{\omega L_0} \right) L_0 \quad (9.3-8)$$

其中, L_0 表示一个与实际电感器的磁心尺寸相同、绕组结构相同、匝数相等,但绝对磁导率为 μ_0 的无损理想电感器的电感量。这样,电感器磁心材料的绝对磁导率就是一个复数绝对磁导率 μ_s ,包括实数(电感性)分量 μ'_s 和虚数(磁心损耗)分量 μ''_s ,即

$$\mu_s = \mu'_s - j\mu''_s = \mu_r \mu_0 - j \frac{R_c}{\omega L_0} \mu_0 \quad (9.3-9)$$

故由磁心损耗所引起的电感器电流与电压的相移 δ (也称为损耗角)可以表示为

$$\tan \delta = \frac{\mu''_s}{\mu'_s} = \frac{R_c}{\omega L} \quad (9.3-10)$$

如果还要考虑绕组电阻 R 的影响,则把 R_c 加上 R 即可。相移 δ 的物理意义是由于磁性材料的不可逆磁化过程使磁感应强度 B 滞后于外加交变磁场 H ,滞后角为 δ 。

1.3 其他参数

1.3.1 比损耗因数 $\tan \delta / \mu_i$

1.3.1.1 损耗因数 $\tan \delta$

磁性材料磁心的损耗由三部分组成:磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗。正是由于这三部分损耗使得图 9.2-28 所示的电感器模型中有电阻分量 R_c ,引起了电感器电流和电压的相移,由这三部分损耗引起的相移可以表示为

$$\tan \delta = \tan \delta_h + \tan \delta_l + \tan \delta_r \quad (9.3-11)$$

式中: $\tan \delta$ 为损耗因数; $\tan \delta_h$ 、 $\tan \delta_l$ 、 $\tan \delta_r$ 分别是磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗所引起的相移,分别称为磁滞损耗因数、涡流损耗因数和剩余损耗因数。

式(9.3-11)可以用图 9.3-5 表示,图中 B_m 表示磁心的最大工作磁密。从图中可见,磁心的损耗因数是其工作频率的函数,当磁心的最大工作磁密很低时,磁滞损耗可以忽略不计,但涡流损耗随着工作频率的升高而增加;当工作频率很低时,涡流损耗可以忽略不计;剩余部分称为剩余损耗。

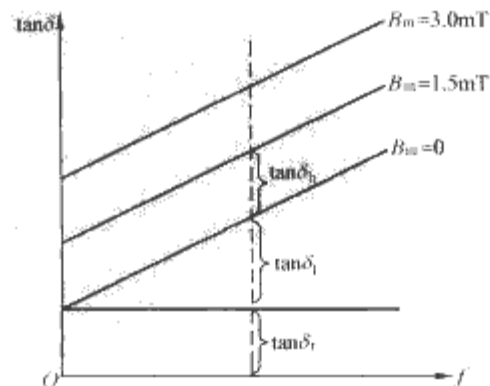


图 9.3-5 磁心损耗 ($\tan \delta$) 是其工作频率 f 的函数

最优良的材料。常用的镍锌铁氧体材料，其初始相对磁导率 μ_i 为 5~1500，电阻率为 $10^4 \sim 10^7 \Omega \cdot m$ ，广泛用作各种高频固定电感器、可调电感器、谐振回路线圈和 EMI 滤波器等的磁心。

2.2 软磁铁氧体材料的磁性能

2.2.1 软磁铁氧体的磁性能分类

根据不同的原料配比，可以获得不同的铁氧体性能，包括饱和磁密、初始磁导率、电阻率、功率损耗、剩磁特性、温度特性等，于是有了各个公司的各种磁性能及型号的铁氧体材料。软磁铁氧体根据磁性能的不同，主要分为功率铁氧体材料、高磁导率铁氧体材料和高频铁氧体材料等。

(1) 功率铁氧体。功率铁氧体材料的主要特征是饱和磁密 B_s 高，在强磁场下功率损耗低，适合于制作在较大磁场下工作的开关电源变压器和滤波电感等。功率铁氧体按使用

频率又可细分为几个小类，如日本 TDK 公司的 PC30、PC40、PC44、PC50 材料，适用频率分别为 100kHz 以下、100kHz 左右、300kHz 左右和 500~1000kHz 等，国内生产的相应牌号有 JP2、JP3、JP4 和 JP5 等。其磁性能如表 9.3-1 所示。

(2) 高磁导率铁氧体。高磁导率铁氧体的初始相对磁导率通常大于 4000，国内产品的最高初始相对磁导率为 10 000~12 000，国外产品的最高初始相对磁导率达到 15 000~18 000，该类铁氧体适合于制作宽频带变压器、脉冲变压器和 EMI 共模滤波电感器等。其磁性能如表 9.3-2 所示。

(3) 高频铁氧体。高频铁氧体的主要特征是磁导率低、高频损耗小，适用于几兆赫兹到几百兆赫兹的高频、特高频范围。按磁导率大小又可大致区分为高 Q（品质因数）材料和低温温度系数材料两小类。该类材料主要用于制作高频变压器及固定或可调电感器。其磁性能如表 9.3-3 所示。

表 9.3-1 国内外部分功率铁氧体的磁性能

公司及材料 磁性能			日本 TDK 公司				中国金宁厂			
			PC30	PC40	PC44	PC50	JP2	JP3	JP4	JP5
初始相对磁导率 μ_i			2500	2300	2400	1400	3000	2500	2300	1400
饱和磁密 B_s (mT)	25℃		510	510	510	470	510	510	510	485
	100℃		390	390	390	390	390	390	390	
剩磁 B_r (mT)			117	95	110	140	120	117	95	190
矫顽力 H_c (A/m)			14	14.3	13	36.5	16	12	14.3	35
功率损耗密度 (mW/cm ²)	25kHz, 200mT	25℃	130	120			12 ^①	130	120	
		60℃	90	80			11 ^①	90	80	
		100℃	100	70			12 ^①	100	70	
	100kHz, 200mT	25℃	700	600	600				600	
		60℃	500	450	450				450	
		100℃	600	410	410				410	
	500kHz, 200mT	25℃				130				130
		60℃				80				80
		100℃				80				80
居里温度 T_c (℃)			230	215	215	240	200	230	215	240
电阻率 ρ (Ω·m)			10	6.5	6.5		10	10	6.5	
密度 d (kg/m ³)			4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8

① 单位为 mW/g。

表 9.3-2 国内外部分高磁导率铁氧体的磁性能

公司及材料		日本 TDK 公司				中国金宁厂	
磁性能		H5C2	H5C3	H5C4	HS72	JH10	JH7A
初始相对磁导率 μ_i		10 000±30%	15 000±30%	12 000±25%	7500±25%	10 000±30%	7500±25%
饱和磁密 B_s (mT)		400	360	380	410	400	410
剩磁感应 B_r (mT)		90	100	100	80	90	80
矫顽力 H_c (A/m)		7.2	4.4	4.4	6	7.2	6
比损耗因数 $\tan\delta/\mu_i$ ($\times 10^{-6}$)		<7 (10kHz)	<7 (10kHz)	<8 (10kHz)	<30 (100kHz)	<7 (10kHz)	<30 (100kHz)
初始相对磁导率的比温度系数 α_μ ($10^{-6}/^\circ C$)							
-30℃~+20℃		-0.5~1.5	-0.5~1.5	-4~1.5		-0.5~1.5	
20~70℃		-0.5~1.5	-0.5~1.5	-0.5~3		-0.5~1.5	
居里温度 T_c (℃)		>120	>105	>110	>130	>120	>130
电阻率 ρ ($\Omega \cdot m$)		0.15	0.15	0.15	0.2	0.15	0.2
密度 d (g/cm ³)		4.9	4.9	4.9	4.9	4.9	4.9

表 9.3-3 国内外部分高频 NiZn 铁氧体的磁性能

公司及材料 磁性能	日本 TDK 公司					中国金宁厂		
	M5N	M11E	M8B	Q5B	Q1C	JR10	JR20	JR250
初始相对磁导率 μ_i	12	30	50	100	250	10	20	250
饱和磁密 B_s (mT)	230 (0.8kA/m)	340 (4kA/m)	300 (4kA/m)	340 (4kA/m)	290 (1.6kA/m)		270 (4kA/m)	370 (1.6kA/m)
比损耗因数 $\tan\delta/\mu_i$ ($\times 10^{-6}$)	<550 (10MHz) <1500 (120MHz)	<250 (3MHz) <300 (80MHz)	<140 (0.5MHz) <400 (20MHz)	<25 (0.4MHz) <180 (20MHz)	<35 (0.1MHz) <110 (2MHz)	<600 (7.95 MHz)	<330 (2.52 MHz)	<40 (0.795 MHz)
初始相对磁导率的比温度系数 α_T ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) 20~70 $^{\circ}\text{C}$	-10~10	40~120	4~12	5~12	9~15	<150	<15	<6
居里温度 T_c ($^{\circ}\text{C}$)	300	300	300	300	125	460	400	250
电阻率 ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	10^7	10^7	10^4	10^7	10^7	10^7	10^6	10^6
密度 d (g/cm^3)	4.9	4.7	5.1	4.7	5.0	4.5	4.5	4.6

2.2.2 常用软磁铁氧体磁性能的等级对比

国内外一些厂商常用的软磁铁氧体产品磁性能等级对比如表 9.3-4 所示。

表 9.3-4 国内外一些厂商的软磁铁氧体产品磁性能等级对比

最高工作频率 及应用场合	TDK	Ferroxcube (原飞利浦)	西门子	FDK	TOKIN	898 厂	康 达	天 通
<100kHz, <200kHz 功率铁氧体	PC30	3C80 3C81 3C85	N27	6H10	2500B	R2KBD	LP2	TP3
200kHz, 500kHz 700kHz 功率铁氧体 现代高频电源	PC40 PC44	3C90 3F3	N67 N87	6H20	2500B2	R2KB1 R1.8K	LP3	TP4 TP4A
1MHz, 3MHz 功率铁氧体 谐振电源	PC50	3F4	N47, N49	7H10	B40	R1.4K	LP4	TP5
信号变压器 脉冲变压器, EMI	H5B HS50	3E4	N30	2H06	4000H	R5K	HP1	TL5
信号变压器 脉冲变压器, EMI	H5B2 HS72	3E25	T35	2H07	6000H	R7K	HP2	TL7
信号变压器 脉冲变压器, EMI	H5C2	3E5	T38	2H10	4200H	R10K	HP3	TL10

2.3 软磁铁氧体的磁心型号

通常将软磁铁氧体材料做成各种不同的结构和型号，以适应各种不同磁性元件的需要，主要有 E 型、U 型、T 型（环型）、P 型（罐型）、EP 型、PQ 型磁心以及 EMI 抑制磁心等。

2.3.1 E 型及平面 E 型磁心

E 型磁心的特点是磁心截面为矩形，结构和制造工艺简单，品种多，用途广，绕线空间大，接线方便，用作电源变压器、信号变压器、脉冲变压器及滤波电感等的磁心，如图 9.3-7 (a) 所示。E 型磁心又可细分为 EE 型、EI 型、ETD 型、EC 型等，以及用作平面变压器磁心的平面 E 型、ER 型、EFD 型、EQ 型等。其中，EE 型磁心常用的规格有

EE13、EE16、EE19、EE20、EE22、EE25、EE28、EE30、EE42、EE55、EE65 等，其中数字表示磁心的外形尺寸。EI 型磁心是将一个 E 型磁心和一个条形（I 型）磁心配对使用，常用的规格有 EI22、EI25、EI28、EI30、EI35、EI40、EI50 等。ETD 型磁心的特点是中心磁柱为圆形截面，绕线长度比 E 型磁心短，因而绕组铜耗小，漏感也低，如图 9.3-7 (b) 所示，其规格有 ETD19、ETD24、ETD29、ETD34、ETD39、ETD44、ETD49、ETD54、ETD59。与 ETD 型磁心类似的是 EC 型磁心，如图 9.3-7 (c) 所示。

平面 E 型磁心呈低高度扁平状，其绕组可以用多层印制电路板或薄铜片做成，用其做成的变压器和输出滤波电感的工作频率一般在 100kHz~10MHz，可以实现表面贴装，也可以和电源模块集成在一起，产品的外观和一致性

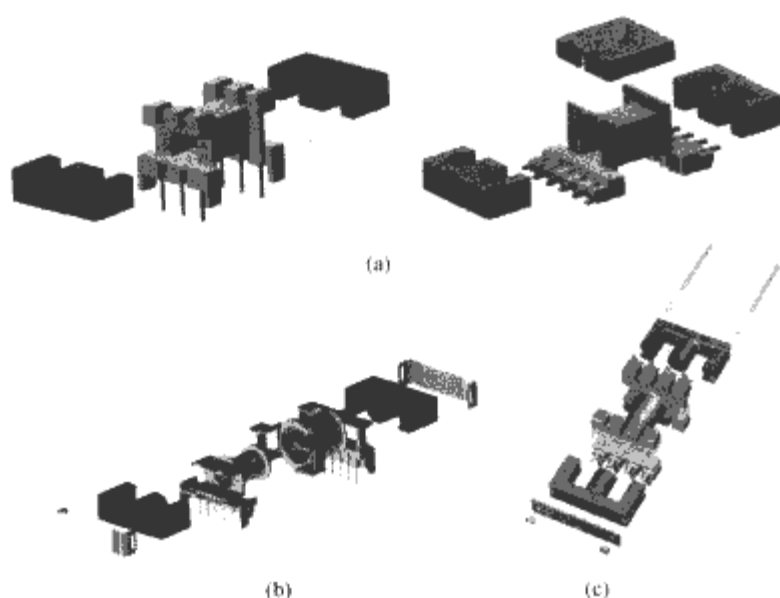


图 9.3-7 E 型磁心的外形及装配图
(a) EE 型; (b) ETD 型; (c) EC 型

都很好, 适合大规模自动化生产, 尤其适合用于低压大电流的高频开关电源中, 可以显著降低开关电源的体积和高度, 是当今开关电源的一个重要发展方向。平面 E 型磁心通常装配成平面 EE 型和平面 EI 型。平面 EI 型磁心是用一个平面 E 型和一个片形 (I 型) 磁心配对使用, 常用的规格有 E/PLT14、E/PLT18、E/PLT22、E/PLT32、E/PLT38、E/PLT43、E/PLT58、E/PLT64。平面 EI 型磁心的装配图如图 9.3-8 (a) 所示。此外, 平面 E 型磁心还有 ER 型、EQ 型、EFD 型等, 分别如图 9.3-8 (b) ~ (d) 所示。

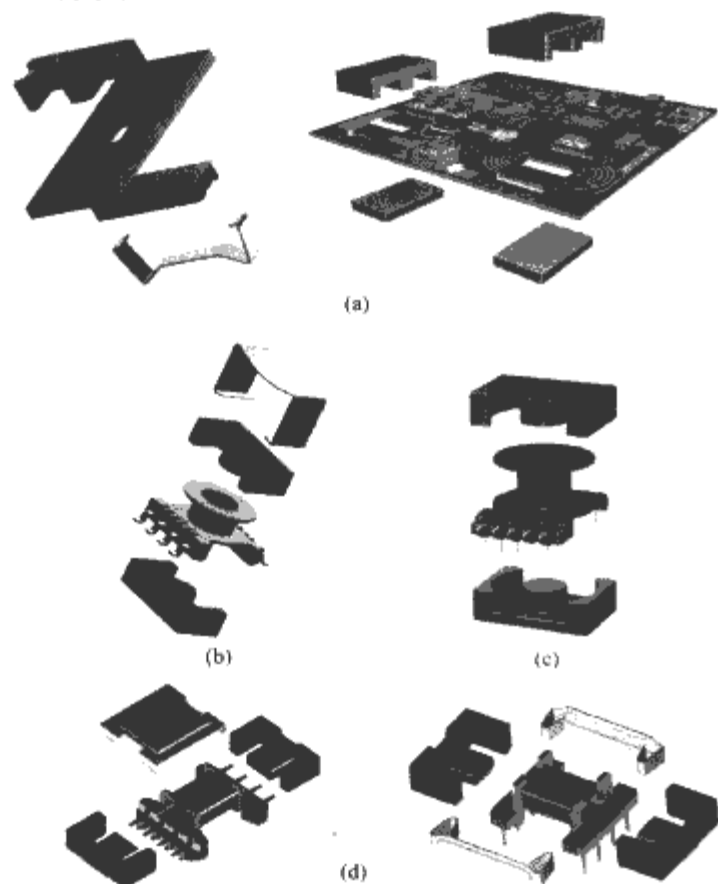


图 9.3-8 平面 E 型磁心的外形及装配图
(a) 平面 EI 型; (b) ER 型; (c) EQ 型; (d) EFD 型

2.3.2 U 型磁心

U 型磁心的窗口面积大, 适合做信号、驱动和脉冲变压器及电感器。国内 U 型磁心型号的命名方法是: 用拼音字母 “Y” 表示圆形磁柱, “F” 表示方形磁柱, 数字表示圆形磁柱的直径。如 “UY16” 表示双圆柱 U 型磁心, 圆柱直径为 16mm; “YFY” 表示一个是方形磁柱, 一个是圆形磁

柱。欧洲各国及日本均用外形尺寸来命名这种磁心, 如 UR42 表示外形尺寸为 42mm 的 U 型磁心。U 型也可以装配成 UU 型和 UI 型, UU 型磁心的外形及装配图如图 9.3-9 所示。



图 9.3-9 U 型磁心的外形及装配图

2.3.3 T 型 (环型) 磁心

T 型磁心的漏磁极小, 磁路连续无间隙, 易于获得最大的电感量。T 型磁心由于制造工艺简单, 早已得到普遍应用, 适合做共模电感、滤波电感、变压器等的磁心, 但该类磁心的线圈绕制困难, 也限制了其应用。过去 T 型磁心的线圈大多采用手工绕制, 近年来在批量生产时, 为了提高生产效率, 有些公司采用了机器绕制。T 型磁心的外形如图 9.3-10 所示。



图 9.3-10 T 型磁心的外形图

2.3.4 P 型 (罐型) 磁心

P 型磁心是专门为低功耗 (高 Q) 磁件设计的一种标准系列磁心, 国际电工委员会早在 1992 年就推荐了这种磁心的标准尺寸系列。该类磁心有许多优点, 如成对磁心结合面较大, 屏蔽好, 漏感及分布电容小, 便于加工精密的气隙, 电感量可以调节 (配以调节磁心后) 等。因此, 尽管其结构较为复杂, 仍得到广泛应用, 可用于制造调谐电感器和调谐变压器等。P 型磁心的规格有 P9、P11、P14、P18、P22、P23、P26、P30、P36、P42 等。P 型磁心的中心磁柱分为有中心孔和无中心孔两种, 有中心孔 P 型磁心的外形及装配图如图 9.3-11 所示。P 型磁心国内用 “G” 表示, 规格同上。



图 9.3-11 P 型磁心的外形及装配图

P 型磁心的派生磁心有 RM 型、PM 型和 PQ 型等。RM 型磁心与 P 型磁心相比, 增大了引线槽的切口, 便于引出大的电流端子, 因而扩大了应用范围, 不仅能制作调谐变压器和宽带变压器, 还能制作功率变压器。这类磁心在设计时特别考虑了符合 2.54mm (0.1in) 的印制电路网格, 底部具有方形切口。常用规格有 RM4、RM5、RM6、RM7、RM8、RM10、RM14 等。磁心的中心磁柱也分为

有中心孔和无中心孔两种。中心磁柱可以开气隙以满足直流偏磁和电感量的要求。RM 型磁心的外形及装配图如图 9.3-12 所示。



图 9.3-12 RM 型磁心的外形及装配图

PM 型磁心兼具 P 型磁心的优点，同时具有比 P 型磁心更大的引线槽口，更适合用于较大功率的磁性元件，如较大功率开关电源变压器和雷达用的脉冲功率变压器等。PM 型磁心的标准规格有 PM50、PM62、PM74、PM87、PM114，相应的功率约为 200、300、500、800、1500W 等。

2.3.5 EP 型磁心

EP 型磁心的外形为方形，线圈骨架为圆形，如图 9.3-13 所示。由于成对的 EP 型磁心有较大的结合面，因此漏感小，有效磁导率大。适合采用高磁导率材料，制成宽带变压器或脉冲变压器等。标准规格有 EP7、EP10、EP13、EP17、EP20、EP30 等。



图 9.3-13 EP 型磁心的外形及装配图

2.3.6 PQ 型磁心

PQ 型磁心是在对电源变压器高频运行时的铁耗、铜耗、温升及电感量进行综合分析后，新开发的特殊形状磁心，如图 9.3-14 所示。其中心磁柱为圆形，有良好的屏蔽性能。磁心尺寸系列可满足 50~1kW (100kHz) 范围的功率传输要求。标准规格有 PQ20、PQ26、PQ35、PQ40、PQ50。如 PQ20 可传输 60~90W 功率，PQ26 可传输 130~180W 功率，PQ32 可传输 200~300W 功率等。

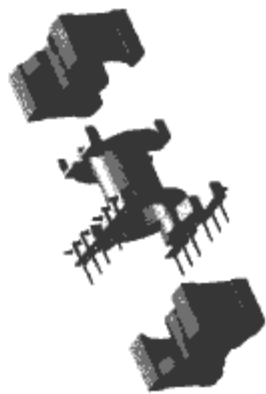


图 9.3-14 PQ 型磁心的装配图

2.3.7 EMI 抑制磁心

EMI 抑制磁心有带骨架磁心、管状电缆屏蔽磁心、EMI 抑制磁珠、双孔磁心、多孔磁心、多层抑制器、小磁棒、SMD 磁珠、SMD 共模扼流圈、SMD 宽带扼流圈、磁管等，如图 9.3-15 所示。这些磁心再加上高磁导率环型磁心，可以抑制各种 EMI，包括差模干扰、共模干扰、电压尖峰、电流尖峰等。例如，双孔磁心相当于两个环型磁心的叠加，在通过两个孔绕线时，可获得比环型磁心更大的电感量。双孔磁心的常用规格按孔径分为 1.5、2.4、3.8mm 和 4.0mm 等多种；多孔磁心有四孔和六孔两种，相当于更多环型磁心叠加，更适合于抑制 EMI。

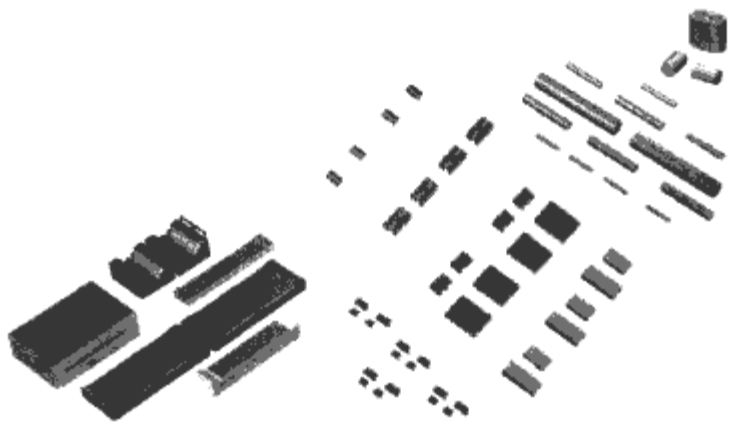


图 9.3-15 各种 EMI 抑制磁心

3 金属粉末状磁性材料

金属粉末状磁性材料即金属磁粉芯，主要包括铁粉芯、铁硅铝粉芯、高通磁粉芯和坡莫合金粉芯，是由很细小的铁磁性粉粒与绝缘介质经混合压制而成（通常压制成环型磁心，也有其他形状），铁磁性粉粒被非铁磁性绝缘介质隔开，在磁粉芯内形成分布气隙，因而涡流损耗比硅钢小得多，相对磁导率较小（10~550）而线性度高（在很宽的磁场强度范围内磁导率恒定，不宜饱和）、饱和磁密较高（0.5~2.1T）、作为功率磁心时其工作频率通常在 100kHz 以下。金属磁粉芯广泛用于开关电源和 UPS 等现代电力电子装置中，作为功率因数校正（PFC）电感、输出滤波电感、谐振电感、EMI 差模电感和反激变流器中主变压器的磁心等。

3.1 铁粉芯

铁粉芯是由纯铁粉粒或羰基铁磁粉粒构成的，在磁粉芯中功率损耗最大，但价格最低。铁粉芯的饱和磁密为 1.0~1.4T，初始相对磁导率在 10~100 范围内，初始磁导率受频率的影响小，在高频工作时损耗大，使用频率在 500kHz 以下。铁粉芯可以用作电子镇流器和谐振电感器的磁心，在 UPS 中用作 PFC 电感和输出滤波电感的磁心，在计算机电源中用作输出滤波电感的磁心，在 EMI 滤波器中用作差模电感的磁心等，此外，铁粉芯还可以替代需要有气隙的铁氧体和硅钢片磁心。美国 Micrometals 公司的铁粉芯产品领先世界，规格齐全，其材料型号及性能如表 9.3-5 所示，磁心形状有环型、复合型、E 型、EF 型、EM 型和 U 型等，其中环型应用最多，环型产品的规格从 T14~T300，数字表示磁环的外径。

表 9.3-5 铁粉芯的型号及性能

材料型号	初始相对磁导率	饱和磁密 B_s (T)	剩磁磁密 B_r (T)	矫顽力 H_c (Oe)	磁心颜色
-2 号	10	0.5	0.003 6	3.5	红/清
-8 号	35	1.25	0.046	9.2	黄/红
-14 号	14				黑/红
-18 号	55	1.03	0.094	8.1	绿/红
-19 号	55				红/绿
-26 号	75	1.38	0.175	5.5	黄/白
-30 号	22	0.974	0.02	5.0	绿/灰
-34 号	33	1.1	0.03	5.1	灰/蓝
-35 号	33	1.1	0.03	5.1	黄/灰
-38 号	85				灰/黑
-40 号	60	1.38	0.1	4.6	绿/黄
-45 号	100				黑/黑
-52 号	75	1.4	0.145	6.3	绿/蓝

注 1Oe=10³(4 π)⁻¹A/m。

3.2 铁硅铝粉芯

铁硅铝粉芯(kool mμ cores)也称为 Sendust 粉芯,其化学组成为 9%铝、5%硅、85%铁。它也是一种具有分布气隙的环型金属磁粉芯,在高频工作时损耗比铁粉芯低得多,其相对磁导率在 26~125 之间,饱和磁密在 1.05T 左右,磁致伸缩系数接近于零,从而消除了用于滤波电感器时的听觉频率噪声,抗直流偏磁能力比坡莫合金粉芯(简称 MPP)强,所以价格也高。生产铁硅铝粉芯的厂家有美国 MAGNETICS 公司和上海钢铁研究所等,其中 MAGNETICS 公司的产品品种齐全,性能领先。

3.2.1 铁硅铝粉芯的用途

铁硅铝粉芯的用途主要有:

- (1) 在开关电源及 UPS 中做 PFC 电感和输出滤波电感的磁心。
- (2) 在 EMI 滤波器中做差模电感的磁心。
- (3) 在反激变流器中做主变压器及其他脉冲变压器的磁心。

3.2.2 产品型号

MAGNETICS 公司的铁硅铝粉芯产品型号有 5 种不同的相对磁导率,分别为 26、60、75、90 和 125,有 23 种磁环尺寸,磁环的外径为 3.5mm (0.14in) ~ 77.8mm (3.063in)。

3.3 高通磁粉芯

高通磁粉芯(简称 HF)的化学组成为 50%镍粉、50%铁粉,是一种带分布气隙的环型金属磁粉芯,其相对磁导率在 14~160 之间,磁心损耗小,饱和磁密在 1.5T 左右,在磁粉芯中最高,故抗直流偏磁能力强。生产高通磁粉芯的厂家有美国 MAGNETICS 公司等。

3.3.1 高通磁粉芯的用途

高通磁粉芯的主要用途有:

- (1) 用作开关电源中储能电感的磁心。

- (2) 用作 EMI 滤波器中差模电感的磁心。

- (3) 用作反激变流器的主变压器、功率因数校正电感(PFC)和脉冲变压器的磁心。

3.3.2 产品型号

MAGNETICS 公司的高通磁粉芯产品规格有 6 种相对磁导率,分别为 14、26、60、125、147、160,有 27 种环型尺寸,产品外径为 6.35mm (0.25in) ~ 77.8mm (3.063in)。

3.4 坡莫合金粉芯

坡莫合金粉芯的化学组成为 81%镍、2%钼、17%铁粉,由于包含钼元素,所以也称为钼坡莫合金粉芯。这也是一种带分布气隙的环型金属磁粉芯,其励磁安匝数小于 500A,相对磁导率在 14~550 之间,饱和磁密在 0.75T 左右,磁导率的温度稳定性高,受直流偏磁的影响小;电阻率很高,在磁粉芯中损耗最低;磁致伸缩系数接近于零;在磁粉芯中价格最高;居里温度达到 460℃。生产坡莫合金粉芯的厂家有美国 MAGNETICS 公司、北京钢铁研究总院和上海钢铁研究所等。

3.4.1 坡莫合金粉芯的用途

坡莫合金粉芯的主要用途有:

- (1) 在反激变流器中做主变压器的磁心。
- (2) 在 Buck/Boost 变流器中做电感器的磁心。
- (3) 做功率因数校正(PFC)电感的磁心。
- (4) 做 EMI 滤波器中差模滤波电感、高品质因数滤波电感及谐振电感的磁心。

3.4.2 产品型号

MAGNETICS 公司的坡莫合金粉芯产品有 10 种不同的相对磁导率,分别为 14、26、60、125、147、160、173、200、300 和 550,有 30 种环型尺寸,产品外径为 3.56mm (0.14in) ~ 77.8mm (3.063in)。

3.5 各种磁粉芯的性能比较

目前使用的各种磁粉芯的性能比较如表 9.3-6 所示。

表 9.3-6 各种磁粉芯的性能比较

磁粉芯种类	材 质	饱和磁密 B_s (T)	初始相对磁导率 μ_i	功率损耗 P_v (mW/cm ³)		磁心形状
				10kHz 0.05T	100kHz 0.014T	
铁粉芯	纯铁	1.8~2.2	35, 55, 65, 75			环型
	羰基铁	0.5~1.4	10~100	32~126	19~180	环型, E 型
铁硅铝粉芯	Al9Si5Fe85	0.9~1.1	26, 60, 75, 90, 125	<10	15~20	环型
高通磁粉芯	Ni50Fe50	1.5	14, 26, 60, 125, 160	10~20	7~20	环型
坡莫合金粉芯	Mo2Ni81Fe17	0.75~0.8	20, 60, 125, 160	2~8	3~13	环型

4 金属片(带)状磁性材料

金属片(带)状磁性材料是由基本磁性材料铁、镍、钴等加入其他元素构成的合金材料,这类磁性材料一般具有极高的相对磁导率(60 000)、很高的饱和磁密(0.6~2.1T)及很窄的磁滞回线。其缺点是电阻率非常低,为了减小涡流效应,一般都碾轧成片状或带状材料,所以称其为金属片(带)状磁性材料。电力电子装置中的磁性元件所用的金属片(带)状磁性材料包括硅钢、坡莫(铁镍)合金、超坡莫(铁镍钼)合金、非晶合金及超微晶合金等。

4.1 硅钢

硅钢是一种含硅量在 5%以下的铁硅合金,一般含硅量为 2.3%~3.6%。在铁中加硅是为了降低涡流损耗和磁滞损耗及提高弱磁场中的磁导率,含硅量越高,电阻率越大,损耗越小,但材料的硬度也增加,脆性提高,增大了冷加工的难度,因此,含硅量不宜超过 4%。硅钢片(带)按含硅量可分为高硅钢片(带)和低硅钢片(带),按加工工艺分为热轧硅钢片和冷轧硅钢带,按晶粒取向性分为无取向硅钢带和晶粒取向性硅钢带等。硅钢片(带)的特点是饱和磁密高(最高超过 1.9T)、价格低廉,是在低频(尤其是工频)场合应用最

广泛的磁性材料。在开关电源或逆变电源中的磁性元件所使用的硅钢片(带)制作的磁心,通常为 EE 型、CD 型、XCD 型、ED 型、XED 型、() 型、环型及 R 型等。

4.2 坡莫合金

坡莫合金也称镍铁合金(nickle-iron alloy),是镍含量为 30%~90%的铁镍系合金,其特点是:可通过适当的制作工艺而控制其磁性能,例如超过100 000的初始相对磁导率、超过1 000 000的最大相对磁导率、低到 0.002Oe 的矫顽力、

接近于 1 或 0 的矩形比(B_r/B_s);塑性好,可以加工成 1 μ m 厚的超薄带及各种使用形态;工作温度可超过 200℃;工作频率一般为 400Hz~10kHz;价格高。生产坡莫合金的厂商有北京钢铁研究总院、美国 ARNOLD 公司和 MAGNETICS 公司及日本的 HITACHI 公司等。

4.2.1 国产坡莫合金

几种常用国产坡莫合金的磁性能如表 9.3-7 所示,它们的具体应用如表 9.3-8 所示。

表 9.3-7 几种常用国产坡莫合金的磁性能

型 号	成品形状	厚 度 (mm)	磁 性 能				
			$\mu_i(\times 10^3)$	$\mu_m(\times 10^3)$	$H_c(\text{Oe})$	$B_s(\text{T})$	$B_r/B_m(H=1(\text{Oe}))$
1J46	冷轧带	0.02~0.04	2	18	0.40	1.5	
		0.05~0.09	2.3	22	0.30	1.5	
		0.10~0.19	2.8	25	0.25	1.5	
1J51	冷轧带	0.01		25	0.30	1.5	0.90
		0.02~0.04		35	0.25	1.5	0.90
		0.05~0.09		50	0.20	1.5	0.90
		0.10		60	0.18	1.5	0.90
1J79	冷轧带	0.01	12	70	0.06	0.75	
		0.02~0.04	15	90	0.05	0.75	
		0.05~0.09	18	110	0.035	0.75	
		0.10~0.19	20	150	0.025	0.75	
1J86	冷轧带	0.01	10	80	0.050	0.6	
		0.02~0.04	30	110	0.030	0.6	
		0.05~0.09	40	150	0.018	0.6	
		0.10~0.19	50	180	0.015	0.6	

表 9.3-8 几种常用国产型号坡莫合金的应用

型号	工作频率	应 用
1J46	几千赫兹以下	工作频率不高、磁导率和矩形比高的小功率脉冲变压器
1J51	10kHz 以下	工作频率不高、磁导率和矩形比高的小功率脉冲变压器
1J79	400~10kHz	具有好的综合性能,适用于高频低压变压器、漏电保护开关、共模电感及电流互感器
1J86	10kHz 以下	工作频率不高、磁导率和矩形比高的小功率脉冲变压器

4.2.2 美国 ARNOLD 公司的坡莫合金产品

美国 ARNOLD 公司坡莫合金产品的化学组成为 50% Ni-50%Fe,其性能指标如表 9.3-9 所示,各种叠片厚度坡莫合金产品的典型磁特性如表 9.3-10 所示,其典型应用如表 9.3-11 所示。

表 9.3-9 美国 ARNOLD 公司坡莫合金产品的性能指标

密度 d	电阻率 ρ	居里温度 T_c	饱和磁密 B_s	磁致伸缩系数 (20℃)
8.25g/cm ³	45 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$	480℃	1.6T	25 $\times 10^{-6}$

表 9.3-10 美国 ARNOLD 公司坡莫合金产品的典型磁特性

叠片厚度 (mm)	叠片系数	矫顽力 $H_c(\text{Oe})$	最大工作磁密 $B_m(\text{T})$	B_m-B_r (T)
0.012 7	0.50~0.65	0.1	1.5	0.11
0.025 4	0.75~0.83	0.1	1.5	0.11
0.050 8	0.85~0.89	0.1	1.5	0.11
0.101 6	0.90	0.12	1.5	0.11

表 9.3-11 美国 ARNOLD 公司坡莫合金产品的典型应用

叠片厚度 (mm)	方形磁滞回线		圆形磁滞回线	
	频率 0~5kHz	频率大于 5kHz	频率 0~5kHz	频率大于 5kHz
0.012 7		脉冲变压器、电感器		脉冲变压器
0.025 4	变压器	脉冲变压器、电感器	变压器	脉冲变压器
0.050 8	变压器	脉冲变压器、电感器	变压器	脉冲变压器
0.101 6	变压器	脉冲变压器、电感器	变压器	脉冲变压器

4.3 超坡莫合金

超坡莫合金也称镍铁钼合金(Ni-Fe-Mo alloy)或钼坡莫合金,其化学组成除了镍和铁之外,还有一定量的钼,是为了能用于高频变压器而开发的一种坡莫合金。其特点是:损耗为坡莫合金的 1/2~1/3,工作频率可达 100kHz,温度稳定性好,居里温度高,磁性能稳定,工作可靠,故特别适用于军品及宇航上。生产超坡莫合金的厂商有北京钢铁研究总院及美国 ARNOLD 公司和 MAGNETICS 公司等。

4.3.1 国产超坡莫合金

国产超坡莫合金的磁性能如表 9.3-12 所示。

表 9.3-12 国产超坡莫合金的磁性能

型号	带厚(mm)	B_s (T)	μ_m	H_c (Oe)	T_c (℃)
1J851	0.02	0.66~0.75	20 000	0.023~0.085	430

4.3.2 美国 ARNOLD 公司的超坡莫合金产品

美国 ARNOLD 公司超坡莫合金产品的化学组成为 79% Ni-15%Fe-5%Mo，其性能指标如表 9.3-13 所示，各种叠片厚度超坡莫合金产品的磁特性如表 9.3-14 所示，典型应用如表 9.3-15 所示。

表 9.3-13 美国 ARNOLD 公司超坡莫合金产品的性能指标

密度 d	电阻率 $\rho(\mu\Omega \cdot \text{cm})$	居里温度 T_c (℃)	饱和磁密 B_s (T)	工作磁密 B_k (T)	磁致伸缩系数(20℃)
8.72g/cm ³	55~60	400	0.79~0.87	0.65~0.75	$2 \times 10^{-6} \sim 3 \times 10^{-6}$

表 9.3-14 美国 ARNOLD 公司超坡莫合金产品的典型磁特性

叠片厚度 (mm)	叠片系数	矫顽力 H_c (Oe)	相对磁导率 ($\times 10^3$) (不包括方形 滞环产品)	最大工作磁密 B_m (T)			$B_m - B_r$ (T) 方形 滞环产品
				高 μ 低 H_c 产品	中 μ 低 H_c 产品	低($B_m - B_r$) 或方形 滞环产品	
0.012 7	0.50~0.65	0.005~0.028	20~30	0.65	0.75	0.67~0.82	0.13
0.025 4	0.75~0.83	0.005~0.028	20~50	0.65	0.75	0.67~0.82	0.15
0.050 8	0.85~0.89	0.005~0.028	12.5~60	0.65	0.75	0.67~0.82	0.17
0.101 6	0.90	0.005~0.032	10~70	0.65	0.75	0.67~0.82	0.19

表 9.3-15 美国 ARNOLD 公司超坡莫合金产品的典型应用

叠片厚度 (mm)	高磁导率、低矫顽力		中磁导率、低矫顽力		低($B_m - B_r$)或方形滞环	
	工作频率 <10kHz	工作频率 >10kHz	工作频率 <10kHz	工作频率 >10kHz	工作频率 <10kHz	工作频率 >10kHz
0.012 7		脉冲变压器 输出滤波电感		输出 滤波电感		磁放大器
0.025 4	变压器	脉冲变压器 输出滤波电感	变压器	输出 滤波电感	>5kHz 的 磁放大器	磁放大器
0.050 8	变压器	脉冲变压器 输出滤波电感	变压器	输出 滤波电感	>5kHz 的 磁放大器	
0.101 6	电流 互感器		变压器		>5kHz 的 磁放大器	

4.4 非晶合金

硅钢片和坡莫合金是晶态材料，其原子在空间呈规则排列，形成周期性的点阵结构，存在着晶粒、晶界、位错、间隙原子和磁晶各向异性等缺陷。

非晶态合金是 20 世纪 70 年代问世的一种高频磁性材料，它是采用超急冷工艺将熔化的钢水以 10^6 ℃/s 的冷却速度急速冷却，一次形成厚度约为 30 μ m 的薄带，其原子排列长程无序、短程有序、无晶粒和晶界，所以称为非晶态合金。这类力学性能很硬、磁性能很软的合金实质上是液态金属的过冷态，结构与玻璃相似，所以也称为金属玻璃。

非晶态合金的磁性能好，强度和硬度高，韧性、耐蚀性和耐磨性好，饱和磁密高，矫顽力小，电阻率高，损耗小，在开关电源中可代替铁氧体、坡莫合金和硅钢片，具有体积小、效率高、节能等优点；缺点是在高频应用中有时存在噪声，价格相对较高。生产非晶态合金的厂商有北京钢铁研究总院、上海钢研精密合金研究所及美国的 ARNOLD 公司和 MAGNETICS 公司等。非晶态合金的性能指标如表 9.3-16 所示。

非晶态合金的种类有铁基非晶合金、铁镍基非晶合金、钴基非晶合金及铁基超微晶合金。主要应用于可控饱和电感

(磁放大器)、开关电源变压器、高频电感器、逆变电源变压器、电抗器及互感器等磁性元件的磁心。

表 9.3-16 非晶态合金的性能指标

电阻率 ρ	可达 120~150 $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ ，最大为 270 $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ ，为冷轧硅钢片的三倍，但远不如铁氧体
电阻温度系数	小，可以为零或负值
居里温度 T_c	高，可达 350~700℃
饱和磁密 B_s	高，可达 1.2~1.6T，最高可达 1.83T，比铁氧体高得多
矫顽力小 H_c	小，可达 0.001Oe，为硅钢的几十分之一，所以铁损耗小
温度稳定性	不好，从 25℃ 升高到 250℃ 时， B_s 降低 30%， H_c 增大 20%
磁心比损耗 $\tan\delta/\mu_s$	小，频率为 20kHz 时，比损耗是铁氧体的 1/2；频率为 100kHz 时，和铁氧体相近
初始相对磁导率 μ_i	可达 1.4×10^5
最大相对磁导率 μ_m	可达 2.2×10^6
矩形比 B_r/B_s	0.995

4.4.1 铁基非晶合金

铁基非晶合金的化学组成为 80%Fe 及 Si、B 和 C。其特点是饱和磁密高(1.54T)，磁导率高，损耗小，其损耗为有取向硅钢片的 1/3~1/5，主要应用于配电变压器、大功

率开关电源变压器、脉冲变压器、磁放大器、中频变压器及逆变变压器的磁心，适合的工作频率在 10kHz 以下。

(1) 国产铁基非晶合金。国产铁基非晶合金的带材厚度为 0.03mm，饱和磁密为 1.54T，磁性能如表 9.3-17 所示。

表 9.3-17 国产快淬铁基非晶合金的型号和磁性能

型 号	饱和磁密 B_s (T)	剩磁感应 B_r (T)	矫顽力 H_c (A/m)	最大相对磁导率 μ_m ($\times 10^3$)	铁损 $P_{Fe(T)}$ (Hz) (W/kg)			居里温度 T_c (°C)	晶化温度 T_x (°C)	密度 (g/cm ³)	主 要 用 途
					$P_{1/60}$	$P_{1/400}$	$P_{0.4/10k}$				
1K101	1.55	1.0	6.4	120	0.2	1.7	30	390	485	7.3	大功率开关电源变压器、双极性脉冲变压器、电感器、配电变压器等
1K102	1.6	1.1	8.0	120		3.5	35	420	490	7.3	中频变压器、大功率开关电源变压器
1K102J	1.6	1.3	6.4	150	0.16	2.0	30	420	490	7.3	双极性脉冲变压器
1K102H	1.6		8.0		0.30	2.0	25	420	490	7.3	单极性脉冲变压器
1K103	1.4	1.2	4.0	250		1.5	35	435	450	7.4	400Hz 电源变压器、脉冲变压器、磁放大器等
1K104	1.3	1.1	5.0	100			25	318	528	7.5	高频大功率电源变压器
1K105	1.32		6.4			1.8		312	550	7.3	脉冲变压器、400Hz 大功率电源变压器
1K105J	1.32	1.0	3.2			1.4		310	550	7.3	0.4~10kHz 中频变压器
1K106	1.58	1.0	8.0	200		1.5	20	405	515	7.3	电感器、高频变压器

(2) 美国 ARNOLD 公司生产的铁基非晶合金。美国 ARNOLD 公司生产的铁基非晶合金的性能指标如表 9.3-18 所示。叠片厚度为 0.0254mm 的铁基非晶合金产品的典型磁特性如表 9.3-19 所示，其典型应用如表 9.3-20 所示。

表 9.3-18 美国 ARNOLD 公司铁基非晶合金产品的性能指标

密度 d	电阻率 ρ	居里温度 T_c	饱和磁密 B_s	磁致伸缩系数 (20°C)
7.19g/cm ³	130μΩ·cm	392°C	1.59T	27×10^{-6}

表 9.3-19 美国 ARNOLD 公司铁基非晶合金产品的典型磁特性

叠片厚度 (mm)	叠片系数	矫顽力 H_c (Oe)	最高工作磁密 B_m (T)
0.025 4	0.75	0.2	1.5

表 9.3-20 美国 ARNOLD 公司铁基非晶合金产品的典型应用

叠片厚度 (mm)	工 作 频 率	
	0~30kHz	>30kHz
0.025 4	变压器，电感	脉冲变压器

4.4.2 铁镍基非晶合金

铁镍基非晶合金的化学组成为 40%Ni、40%Fe。其特点是饱和磁密中等 (0.8T)、磁导率大、机械强度高、韧性好，在中、低频率工作时损耗低，经磁场退火后可得到矩形比很高的磁滞回线，在空气中进行热处理不发生氧化，价格比坡莫合金 1J79 便宜 30%~50%。铁镍基非晶合金的用途与坡莫合金相当，替代 1J79 可广泛用于漏电开关、精密电流互感器和磁屏蔽等，这种非晶合金是国内开发最早，也是目前国内应用量最大的非晶合金品种。国产铁镍基非晶合金的型号和磁性能如表 9.3-21 所示。

表 9.3-21 国产铁镍基非晶合金的型号和磁性能

型 号	饱和磁密 B_s (T)	剩磁感应 B_r (T)	矫顽力 H_c (A/m)	最大相对磁导率 μ_m ($\times 10^3$)	铁损 $P_{Fe(T)}$ (Hz) (W/kg)			居里温度 T_c (°C)	晶化温度 T_x (°C)	密度 (g/cm ³)
					$P_{1/400}$	$P_{1/5k}$	$P_{0.2/20k}$			
1K501	0.75	0.60	1.2	400	1.5	65	15	243	410	7.5
1K501H	0.75		1.6	3			15	258	421	7.5
1K502	0.90	0.80	1.2	400				500	500	7.4

4.4.3 钴基非晶合金

钴基非晶合金的饱和磁密为 0.5~0.8T，饱和磁致伸缩系数为零或接近于零，有极高的初始相对磁导率 (10kHz，10 万以上) 和最大相对磁导率 (100 万)，矫顽力低，电阻率高，高频损耗小 ($P_{0.4T/100kHz} = 40W/kg$)，机械强度高，

韧性和耐磨性好，价格高。钴基非晶合金的用途与超坡莫合金相当，可广泛用作开关电源变压器、可控饱和电感 (磁放大器)、自饱和电感 (尖峰抑制器) 和互感器等的磁心，尤其适合于做高频开关电源变压器的磁心 (工作频率可达 200kHz)。钴基非晶合金的型号和磁性能如表 9.3-22 所示。

表 9.3-22 钴基非晶合金的型号和磁性能

型 号	饱和磁密 B_s (T)	剩磁感应 B_r (T)	矫顽力 H_c (A/m)	最大相对 磁导率 μ_m ($\times 10^3$)	铁损 $P_{Fe(T)/f(Hz)}$ (W/kg)		居里温度 T_c (℃)	晶化温度 T_x (℃)	密度 (g/cm ³)	主要用途
					$P_{0.5/20k}$	$P_{0.3/100k}$				
1K201H	0.70	0.50	1.2		25		340	530	7.8	小功率脉冲变压器、高频变 压器
1K202J	0.68	0.50	1.2	400	35		320	510	7.8	磁放大器互感器
1K203	0.80	0.60	1.2		20		320	530	7.9	20kHz 开关电源变压器
1K204	0.60	0.60	1.6	200		110	300	540	8.0	100 ~ 200kHz 开关电 源 变 压器
1K205	0.60		1.2		20		260	480	7.9	高频变压器互感器
1K206	0.53		1.6	150			320	520	7.9	磁屏蔽

4.5 超微晶合金

超微晶合金是非晶态合金再经过处理后形成的一种直径为 10~20nm 的合金，称为微晶、超微晶或纳米晶合金，其化学组成为 82%Fe 及 Si、Nb、B、Cu 等，故也称为铁基超微晶合金。超微晶合金的饱和磁密高、初始磁导率大、矫顽力小，电阻率大，损耗低，经纵向或横向磁场处理后，可得到较高的 B_r 值

(0.9T) 或较低的 B_r 值 (0.1T)，适合的工作频率为 50~100kHz，最佳的工作频率为 20~50kHz。超微晶合金可广泛应用于大功率开关电源中的高频变压器、滤波电感和互感器等。生产超微晶合金的厂商有北京钢铁研究总院、上海钢铁研究所及美国 ARNOLD 公司和 MAGNETICS 公司等。

4.5.1 国产超微晶合金

国产超微晶合金的磁性能如表 9.3-23 所示。

表 9.3-23 国产超微晶合金的磁性能

热处理方式	饱和磁密 B_s (T)	B_r/B_s (%)	矫顽力 H_c (A/m)	最大相对磁 导率 μ_m ($\times 10^3$)	铁损 $P_{Fe(T)/f(Hz)}$ (W/kg)			居里温度 T_c (K)	晶化温度 T_x (K)	密度 (g/cm ³)
					$P_{0.5/20}$	$P_{0.2/50k}$	$P_{0.2/100k}$			
快冷 纵磁 横磁	1.35	60	1.3	300	≤ 25	≤ 15	≤ 50	845	788	7.25
		85	0.8	600	≤ 40	≤ 35	≤ 120			
		7	1.6		≤ 20	≤ 10	≤ 40			
快冷 纵磁 横磁	1.25	55	1.5	200	≤ 45	≤ 20	≤ 60	840	770	7.35
		85	1.0	500						
		7	3.0	30						

4.5.2 美国 ARNOLD 公司生产的超微晶合金

美国 ARNOLD 公司超微晶合金产品的性能指标如表 9.3-24 所示，叠片厚度为 0.0254mm 的超微晶合金产品的典型磁特性如表 9.3-25 所示，其典型应用如表 9.3-26 所示。

表 9.3-24 美国 ARNOLD 公司超微晶合金产品的性能指标

密度 d	电阻率 ρ	居里温度 T_c	饱和磁密 B_s	磁致伸缩系数(20℃)
7.3g/cm ³	120μΩ·cm	570℃	1.23T	0

表 9.3-25 美国 ARNOLD 公司超微晶合金产品的典型磁特性

叠片厚度 (mm)	叠片系数	矫顽力 H_c (Oe)	最高工作磁密 B_m (T)
0.025 4	0.75	0.008	1.0

表 9.3-26 美国 ARNOLD 公司超微晶合金产品的典型应用

叠片厚度 (mm)	工 作 频 率	
	<50kHz	>50kHz
0.025 4	变压器、电感	脉冲变压器、电感

5 各种磁性材料的性能对比及选用

本章详细介绍了开关电源和 UPS 等现代电力电子装置中各种磁性元件的磁心常用的磁性材料，包括软磁铁氧体、金属粉末状磁性材料(磁粉芯)和金属片(带)状磁性材料，它们的磁性能各有特点，如表 9.3-27 所示，它们在各种磁性元件中的应用如表 9.3-28 所示。

表 9.3-27 各种磁性材料的磁性能比较

磁性材料	饱和磁密 B_s (T)	矩形比 B_r/B_s	初始相对 磁导率 μ_i	最大相对磁 导率 μ_m ($\times 10^3$)	矫顽力 典型值 H_c (A/m)	电阻率 典型值 ρ (Ω·m)	磁心损耗 P_{Fe} (mW/cm ³)	密度 d (g/cm ³)	居里温度 T_c (℃)
功率铁氧体	0.51	低	1400~3000	>3	14	6	200kHz/0.1T-300 500kHz/0.05T-150	4.8	215
高 μ 铁氧体	0.38	低	5000~15 000	>5	6	0.3	100kHz/0.2T-600	4.9	130
高频铁氧体	0.34	低	10~250			10 ⁷		4.7	300

第 4 章 磁性元件的绕组

磁性元件的组成部分除了第 3 章所介绍的磁心外，还有绕组。绕组一般由骨架、导体（漆包线或铜箔）、绝缘材料和其他一些附件（如紧固件等）组成。磁心构成了磁性元件的磁路部分，而绕组则构成了磁性元件的电路部分，两者相结合，形成一个完整的磁性元件。本章介绍磁性元件绕组的各主要组成部分，包括骨架、导体和绝缘材料。

1 磁性元件绕组的骨架

骨架在磁性元件中起支撑绕组和磁心、电路绝缘及与外电路进行电路连接的作用，同时承担各绕组与磁心之间的绝缘任务。对骨架的要求是：有足够的机械强度；在满足抗电强度的要求下，厚度要小，以增加导线占空系数；阻燃；棱角要小，以减少对漆包线的损伤；耐压要高，变压器一次、二次绕组间及与磁心间的耐压要不低于 2kV；满足相应的耐温等级。制造骨架的材料是绝缘材料，目前常用的材料类型有：

- (1) 尼龙 66。耐温等级为 A 级，材料的韧性较强，但耐温等级较低。
- (2) 注塑的 PBT（聚对苯甲酸丁二醇酯）热塑性工程塑料。加阻燃剂就成为阻燃型骨架，这种材料的骨架使绕组的“击穿”、“起火”、“触电”等现象大为减少，爬电距离大增，抗电强度由 1500V 提高到 3500V。
- (3) 电胶木（阻燃增强聚丙烯）材料。这种材料保持了 PBT 的优点，克服了 PBT 易碎的缺点，价格也低。
- (4) 印制电路板（PCB）。可以使变压器的体积和高度大为缩小，工作频率大为提高，损耗和温升大为降低，是当今平面变压器、集成磁技术和表面贴装磁件的首选绕组形式。

骨架的形状主要有“工”字形、“王”字形、环形和平面形等，分别用于 E 型、U 型、H 型、P 型和环型等磁心。

2 磁性元件绕组的导体

磁性元件的绕组常用铜芯漆包线或铜箔作为其导体，在平面变压器里，常用单层或多层印制电路板的铜箔作为其导体。铜导线是靠包裹在其外面的漆层来绝缘的。对绝缘层的要求是：薄和均匀，以提高导线的占空系数；有很好的绝缘性能，不易击穿；有一定的柔软性和机械强度，在绕制时不易损坏；对有机溶剂有一定的抗蚀性；与铜线附着好；针孔要少，即铜的裸露点要少；还有一些特殊要求，如耐低温、高温能力等。根据绝缘层材料的不同，当前磁性元件常用的漆包线有两种，即 QZ 型（聚酯漆包线）和 QA 型（聚酰胺漆包线）。其中，QZ 型的耐热等级为 B 级（130℃），根据漆层厚度的不同，又分为三种等级，即 1 级、2 级、3 级，分别表示为 QZ-1（薄漆膜）、QZ-2（厚漆膜）、QZ-3（特厚漆膜），漆层越厚，漆包线的绝缘性能越好，但导线的占空系数也越小。QZ 型漆包线的漆层为聚酯漆，漆层弹性好，机械强度好，不易脱落，能耐苯，耐热适中，其直径规格为 0.018～5.0mm。QA 型漆包线的耐热等级为 E 级（120℃），是一种直焊型漆包线，直焊是指在（370±5）℃的

搪锡槽内漆层自行熔化搪锡，无需人工去漆层。QA 型漆包线的漆膜也分为 QA-1、QA-2、QA-3 三种不同等级的厚度，其直径规格也为 0.018～5.0mm。

2.1 漆包圆线的规格

我国国家标准化管理委员会颁布的漆包线行业技术标准有 GB/T 6108.1—2003～GB/T 6108.2—2003《绕组线基本尺寸》、GB/T 6109.1—2008～GB/T 6109.11—2008《漆包圆绕组线》和 GB/T 4074.1—2008～GB/T 4074.6—2008《绕组线试验方法》。相应的国际标准有国际电工委员会（IEC）颁布的 IEC 60317-0-1；2005《漆包圆绕组线》和 IEC 60851；1996《绕组线试验方法》。

根据 GB/T 6109.1—2008《漆包圆绕组线 第 1 部分：一般规定》（2008 年 12 月 1 日起实施，等同采用 IEC 60317-0-1；2005）的规定，漆包圆绕组线导体（铜线）的具体尺寸及加漆膜后的最大外径如表 9.4-1 所示，导体直径的优先尺寸应符合 ISO 3：1973 的 R20 数系。

在 20℃ 时，单位长度漆包线铜导体的电阻见表 9.4-2。对于导体标称直径 0.063mm 及以下的漆包线，20℃ 时的电阻值应在表 9.4-1 的规定值范围内；对于导体标称直径 0.063mm 以上的漆包线，电阻值不作规定，经供需双方同意，导体标称直径 0.063mm 以上 1.000mm 及以下的漆包线可以进行电阻测量。在这种情况下，20℃ 时的电阻值应在表 9.4-2 的规定值范围内，其中标称电阻是依据导体标称直径和标称电阻率 1/58.5（Ω·mm²/m）计算而得的。

表 9.4-1 漆包圆线的规格（R20）

导体 标称直径 (mm)	非自粘性漆包圆线			自粘性漆包圆线		
	最大外径 (mm)			自粘层最 小厚度 (mm)	最大外径 (mm)	
	1 级	2 级	3 级		1B 级	2B 级
0.018	0.022	0.024				
0.020	0.024	0.027		0.001	0.026	0.029
0.022	0.027	0.030		0.002	0.030	0.033
0.025	0.031	0.034		0.002	0.034	0.037
0.028	0.034	0.038		0.003	0.038	0.042
0.032	0.039	0.043		0.003	0.044	0.048
0.036	0.044	0.049		0.004	0.050	0.055
0.040	0.049	0.054		0.004	0.055	0.060
0.045	0.055	0.061		0.004	0.062	0.068
0.050	0.060	0.066		0.005	0.068	0.074
0.056	0.067	0.074		0.005	0.075	0.082
0.063	0.076	0.083		0.005	0.085	0.092
0.071	0.084	0.091	0.907	0.006	0.094	0.101
0.080	0.094	0.101	0.108	0.007	0.105	0.112
0.090	0.105	0.113	0.120	0.007	0.117	0.125
0.100	0.117	0.125	0.132	0.007	0.129	0.137
0.112	0.130	0.139	0.147	0.008	0.143	0.152
0.125	0.144	0.154	0.163	0.009	0.158	0.168
0.140	0.160	0.171	0.181	0.010	0.175	0.186
0.160	0.182	0.194	0.205	0.010	0.197	0.209
0.180	0.204	0.217	0.229	0.010	0.220	0.233
0.200	0.226	0.239	0.252	0.011	0.243	0.256
0.224	0.252	0.266	0.280	0.012	0.270	0.284
0.250	0.281	0.297	0.312	0.013	0.300	0.316
0.280	0.312	0.329	0.345	0.013	0.331	0.348

续表

导体 标称直径 (mm)	非自粘性漆包圆线			自粘性漆包圆线		
	最大外径 (mm)			自粘层最 小厚度 (mm)	最大外径 (mm)	
	1 级	2 级	3 级		1B 级	2B 级
0.315	0.349	0.367	0.384	0.014	0.369	0.387
0.355	0.392	0.411	0.428	0.015	0.413	0.432
0.400	0.439	0.459	0.478	0.016	0.461	0.481
0.450	0.491	0.513	0.533	0.016	0.514	0.536
0.500	0.544	0.566	0.587	0.017	0.568	0.590
0.560	0.606	0.630	0.653	0.017	0.630	0.654
0.630	0.679	0.704	0.728	0.018	0.704	0.729
0.710	0.762	0.789	0.814	0.019	0.788	0.815
0.800	0.855	0.884	0.911	0.020	0.882	0.911
0.900	0.959	0.989	1.018	0.020	0.987	1.017
1.000	1.062	1.094	1.124	0.021	1.091	1.123
1.120	1.184	1.217	1.248	0.022	1.214	1.247
1.250	1.316	1.349	1.381	0.022	1.346	1.379
1.400	1.468	1.502	1.535	0.023	1.499	1.533
1.600	1.670	1.706	1.740	0.023	1.702	1.738
1.800	1.872	1.909	1.944	0.024	1.905	1.942
2.000	2.074	2.112	2.148	0.025	2.108	2.146
2.240	2.316	2.355	2.392			
2.500	2.578	2.618	2.656			
2.800	2.880	2.922	2.961			
3.150	3.233	3.276	3.316			
3.550	3.635	3.679	3.721			
4.000	4.088	4.133	4.176			
4.500	4.591	4.637	4.681			
5.000	5.093	5.141	5.186			

注 本表摘自 GB/T 6109.1—2008《漆包圆绕组线 第 1 部分：一般规定》。

表 9.4-2 漆包圆线的电阻

导体标称 直径 (mm)	电阻 (Ω/m)			导体标称 直径 (mm)	标称电阻 (Ω/m)
	标称值	最小值	最大值		
0.018	67.18	60.46	73.89	1.120	0.017 35
0.020	54.41	48.97	59.85	1.250	0.013 93
0.022	44.97	40.47	49.47	1.400	0.011 10
0.025	34.82	31.34	38.31	1.600	0.008 502
0.028	27.76	24.99	30.54	1.800	0.006 718
0.032	21.25	19.13	23.38	2.000	0.005 411
0.036	16.79	15.16	18.42	2.240	0.004 338
0.040	13.60	12.28	14.92	2.500	0.003 482
0.045	10.75	9.705	11.79	2.800	0.002 776
0.050	8.706	7.922	9.489	3.150	0.002 193
0.056	6.940	6.316	7.565	3.550	0.001 727
0.063	5.484	5.045	5.922	4.000	0.001 360
0.071	4.318	3.941	4.747	4.500	0.001 075
0.080	3.401	3.133	3.703	5.000	0.000 870 6
0.090	2.687	2.495	2.900		
0.100	2.176	2.034	2.333		
0.112	1.735	1.632	1.848		
0.125	1.393	1.317	1.475		
0.140	1.110	1.055	1.170		
0.160	0.850 2	0.812 2	0.890 6		
0.180	0.671 8	0.644 4	0.700 7		
0.200	0.544 1	0.523 7	0.565 7		
0.224	0.433 8	0.418 8	0.449 5		
0.250	0.348 2	0.334 5	0.362 8		
0.280	0.277 6	0.267 6	0.288 2		
0.315	0.219 3	0.212 1	0.227 0		
0.355	0.172 7	0.167 4	0.178 2		
0.400	0.136 0	0.131 6	0.140 7		
0.450	0.107 5	0.104 2	0.110 9		
0.500	0.087 06	0.084 62	0.089 59		
0.560	0.069 40	0.067 36	0.071 53		
0.630	0.054 84	0.053 35	0.056 38		
0.710	0.043 18	0.041 98	0.044 42		
0.800	0.034 01	0.033 05	0.035 00		
0.900	0.026 87	0.026 12	0.027 65		
1.000	0.021 76	0.021 16	0.022 40		

注 本表摘自 GB/T 6109.1—2008《漆包圆绕组线 第 1 部分：一般规定》。

对应于各种线径，不同漆膜厚度的导线，其击穿电压如表 9.4-3 所示。

表 9.4-3 圆漆包线的击穿电压

标称直径 (mm)	最小击穿电压 (有效值) (V)					
	1 级和 1B 级		2 级和 2B 级		3 级	
	室温	高温	室温	高温	室温	高温
0.018	110		225			
0.020	120		250		—	
0.022	130		275		—	
0.025	150		300		—	
0.028	270		325			
0.032	290		375		—	
0.036	225		425		—	
0.040	250		475		—	
0.045	275		550		—	
0.050	300		600			
0.056	325		650		—	
0.063	375		700		—	
0.071	425		700		1100	
0.080	425		850		1200	
0.090	500		900		1300	
0.100	500		950		1400	
0.112	1300	1000	2700	2000	3900	2900
0.125	1500	1100	2800	2100	4100	3100
0.140	1600	1200	3000	2300	4200	3200
0.160	1700	1300	3200	2400	4400	3300
0.180	1700	1300	3300	2500	4700	3500
0.200	1800	1400	3500	2600	5100	3800
0.224	1900	1400	3700	2800	5200	3900
0.250	2100	1600	3900	2900	5500	4100
0.280	2200	1700	4000	3000	5800	4400
0.315	2200	1700	4100	3100	6100	4600
0.355	2300	1700	4300	3200	6400	4800
0.400	2300	1700	4400	3300	6600	5000
0.450	2300	1700	4400	3300	6800	5100
0.500	2400	1800	4600	3500	7000	5300
0.560	2500	1900	4600	3500	7100	5300
0.630	2600	2000	4800	3600	7100	5300
0.710	2600	2000	4800	3600	7200	5400
0.800	2600	2000	4900	3700	7400	5600
0.900 0	2700	2000	5000	3800	7600	5700
1.000~2.500	2700	2000	5000	3800	7600	5700
2.500 以上	1300	1000	2500	1900	3800	2900

注 高温试验的温度见相关标准。

2.2 我国线规与美国和英国线规的对照

我国线规与美国和英国线规的对照表如表 9.4-4 所示。

表 9.4-4 我国线规与美国和英国线规的对照表

中国线规 (C. W. G.)		美国线规 (A. W. G.)		英国线规 (S. W. G.)	
线径 (mm)	截面积 (mm ²)	线号	线径 (mm)	线号	线径 (mm)
0.050	0.002 0	44	0.052	48	0.040 6
0.056	0.002 5	43	0.0564	47	0.050 8
0.063	0.003 2	42	0.063 3	46	0.061 0
0.071	0.004 0	41	0.071 1	45	0.071 1
0.080	0.005 0	40	0.078 7	44	0.081 3
0.090	0.006 3	39	0.089 9	43	0.091 4
0.100	0.008	38	0.101	42	0.102
0.112	0.010	37	0.113	41	0.112
0.125	0.012	36	0.127	40	0.122
0.140	0.016	35	0.143	39	0.132
0.160	0.020	34	0.160	38	0.152

续表

中国线规 (C. W. G)		美国线规 (A. W. G)		英国线规 (S. W. G)	
线径 (mm)	截面积 (mm ²)	线号	线径 (mm)	线号	线径 (mm)
0.180	0.025	33	0.180	36	0.193
0.200	0.033	32	0.202	35	0.213
0.224	0.040	31	0.227	34	0.234
0.250	0.050	30	0.255	33	0.254
0.280	0.063	29	0.286	32	0.274
0.315	0.080	28	0.321	30	0.315
0.355	0.100	27	0.361	29	0.345
0.400	0.125	26	0.405	27	0.417
0.450	0.160	25	0.455	26	0.457
0.500	0.200	24	0.511	25	0.508
0.560	0.250	23	0.573	24	0.559
0.630	0.315	22	0.644	23	0.610
0.710	0.400	21	0.723	22	0.712
0.800	0.500	20	0.812	21	0.813
0.900	0.630	19	0.912	20	0.914
1.00	0.800	18	1.024	19	1.016
1.12	1.00	17	1.150	18	1.219
1.25	1.25	16	1.291		
1.40	1.60	15	1.450	17	1.422
1.60	2.00	14	1.628	16	1.626
1.80	2.50	13	1.828	15	1.829
2.00	3.15	12	2.053	14	2.032
2.24	4.00	11	2.305	13	2.337
2.50	5.00	10	2.588	12	2.642
2.80	6.30	9	2.906	11	2.946
3.15	8.00	8	3.264	10	3.251
3.55	10.0	7	3.665	9	3.658
4.00	12.5	6	4.115	8	4.064
4.50	16.0	5	4.621	7	4.470
5.00	20.0	4	5.189	6	4.877
5.60	25.0	3	5.827	4	5.839
6.30	31.5	2	6.544	3	6.410
7.10	40.0	1	7.348	2	7.010
8.00	50.0	1/0	8.251	1/0	8.230
9.00	63.0	2/0	9.266	2/0	8.839
10.00	80.0	3/0	10.400	4/0	10.160
11.20	100	4/0	11.680	5/0	10.970

3 磁性元件的绝缘和绝缘材料

磁性元件能否可靠工作，主要是看其绝缘系统的好坏，即磁性元件的寿命和可靠性主要取决于其绝缘系统。绝缘系统的损坏主要是由高温热老化引起的，它的损坏总是发生在绕组内部，因此绕组内部的绝缘更显得特别重要。

3.1 磁性元件的绝缘系统

3.1.1 磁性元件绝缘系统的分类

(1) 匝间、层间和绕组间的绝缘。匝间绝缘是由漆包线的漆层完成的，层间和绕组间的绝缘是由漆包线的漆层及各种绝缘纸或塑料薄膜完成的，采用层间不垫纸工艺时，层间绝缘全靠漆包线自身，因此多采用厚漆包线 QA-2 或 QZ-2。

(2) 绕组与磁心间的绝缘。绕组与磁心间的绝缘是由骨架、端空距离和外包绝缘完成的，并在骨架外包少量的绝缘层以加强骨架的绝缘能力，同时使一次绕组（一般放在内层，漆包线较细）少受骨架棱角的损伤。

(3) 整体绝缘。整体绝缘是指对整个绕组（包括骨架）或整个变压器的绝缘处理。潮湿将使绝缘电阻下降若干个数量级，霉变和盐雾能使绝缘材料变质。绝缘电阻下降和绝缘材料的变质均会使抗电强度下降而产生击穿现象。防潮、霉变和盐雾有以下措施：对整个变压器或单独对整个绕组用绝缘漆浸渍；用环氧树脂对整个绕组端面进行灌封；对整个变压器或整个绕组进行裹覆或对整个变压器进行灌封。

3.1.2 对磁性元件整体的绝缘要求

对绝缘系统的要求一般有以下三个方面。

3.1.2.1 绝缘电阻

磁性元件的绝缘电阻（包括高温、高湿环境试验后）是指一次、二次侧之间及一次、二次侧与磁心之间的直流电阻。绝缘电阻主要检查磁性元件绝缘系统的局部缺陷和普遍缺陷，是决定进行抗电强度试验和使用的主要参考数据。

根据美国 UL 1411—1998《音频、无线电和电视类装置用变压器与电机变压器》的规定，在温度为 $(32 \pm 2)^{\circ}\text{C}$ 、湿度为 $(85 \pm 5)\%$ 的空气里曝光 24h 后，变压器一次、二次侧之间，以及一次侧和磁心之间的绝缘电阻不低于 $10\text{M}\Omega$ 。测试绝缘电阻所用仪器通常为绝缘电阻表，测试电压为直流 500V。

绝缘电阻由绝缘材料的体积电阻和表面泄漏电阻两部分组成，前者是指施加在绝缘材料试样上的直流电压与电极间的体积传导电流之比，后者是指施加在绝缘材料试样上的直流电压与电极间的表面传导电流之比。采用吸湿性好的绝缘材料和增加绝缘厚度均可提高体积电阻，提高绝缘距离（沿绝缘材料表面的爬电距离）和增加绝缘材料表面粗糙度有利于增大表面泄漏电阻。

(1) 功能绝缘。它是设备正常工作需要的绝缘。功能绝缘并不起防电击的作用，它可以用来减小引燃和着火的可能性。

(2) 基本绝缘。它是指为了防止触电而对带电部件提供基本保护的绝缘。

(3) 附加绝缘。一旦基本绝缘失效，为了确保安全防止触电，除基本绝缘外而设置的另一种独立的绝缘即为附加绝缘。

(4) 双重绝缘。指由基本绝缘和附加绝缘两种绝缘组成的绝缘。

(5) 加强绝缘。它是带电部件上的一种单独绝缘系统。在相关标准所规定的条件下，它提供的防触电保护程度相当于双重绝缘。

3.1.2.2 抗电强度

抗电强度是指变压器一次、二次侧之间及一次、二次侧与磁心之间的交流耐压值，用以检验变压器设计、选材和制造工艺的合理性。根据美国 UL 1411—1998 的规定，在室温下，变压器一次、二次侧之间，以及一次侧与磁心之间要承受波形为正弦波、频率为 $40 \sim 70\text{Hz}$ 的 2875V 试验电压 1min，而没有不可接受的性能指标。不可接受的性能指标是指，当用 $120\text{k}\Omega$ 的电阻连接输出时，要调整仪器设备的灵敏度，仪器所指出的绝缘击穿电压要不小于所规定的测试电压，电阻要尽可能接近 $120\text{k}\Omega$ ，但不能超过 $120\text{k}\Omega$ 。为了测试方便，不可接受的性能指标通常采用不超过 1mA 的漏

电流。

按 GB 4943—2001《信息技术设备的安全》（等同于 IEC 60950:1999）的规定，变压器抗电强度的试验电压如表 9.4-5 所示。

表 9.4-5 电强度试验的试验电压

绝缘等级	试验电压施加点(按适用的情况)		
	一次电路与机身之间 一次电路与二次电路之间 一次电路与零部件之间	二次电路与机身之间,彼此独立的二次电路之间	
	试验电压 U_{rms}		试验电压 U_{rms}
	工作电压峰值或直流值 $U \leq 184V$	工作电压峰值或直流值 $184V \leq U \leq 354V$	工作电压峰值或直流值 $U \leq 42.24V$
功能绝缘	1000V	1500V	500V
基本绝缘	1000V	1500V	不试验
附加绝缘			
加强绝缘	2000V	3000V	不试验

按 GB 8898—2001《音频、视频及类似电子设备安全要求》(等同于 IEC 60065:1998)的规定，变压器的抗电强度的试验电压如图 9.4-1 所示。对于基本绝缘或附加绝缘隔离的变压器，采用曲线 A；对于加强绝缘隔离的变压器，采用曲线 B。曲线 A 和 B 由表 9.4-6 中的各点确定。

表 9.4-6 图 9.4-1 中曲线 A 和 B 的各点

工作电压 U (峰值)	试验电压(峰值)	
	曲线 A	曲线 B
35V	707V	1410V
354V		4240V
1410V	3980V	
10kV	15kV	15kV
>10kV	>15kV	>15kV

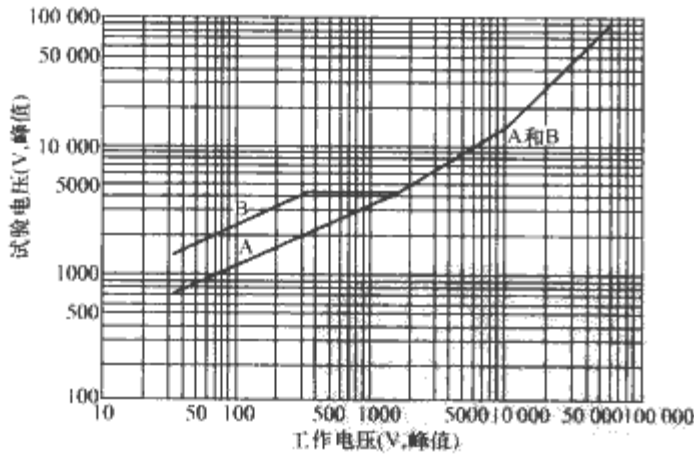


图 9.4-1 GB 8898—2001 规定的抗电强度的试验电压
A—基本绝缘或附加绝缘隔离的变压器；
B—加强绝缘隔离的变压器

此外，规定变压器抗电强度和安全运行的国家标准还有 GB/T 15290—1994《电子设备用电源变压器和滤波器扼流圈总技术条件》、GB 8554—1998《电子和通信设备用变压器和电感器测量方法和试验程序》、GB/T 14860—1993《通信和电子设备用变压器和电感器总规范》等。

V. D. E (Verband Deutscher ElektroNotechniker) 为欧洲

所使用的德国标准规格，目前 V. D. E. 已成为较受欢迎的标准，其安全标准考虑较为严格，其规格设计着重为保护操作人员的安全，其安全标准对线圈绕线方法与输入与输出的隔离有较严格的要求，需耐高压 3750V AC。

3.1.2.3 电气间隙和爬电距离

在两个导电零部件之间在空气中的最短距离称为电气间隙(也称为空间距离)，在两个导电零部件之间沿绝缘材料表面的最短距离称为爬电距离(也称为沿面距离)。按 GB 8898—2001 的规定，变压器一次、二次侧及磁心间的电气间隙和爬电距离应符合图 9.4-2 规定的尺寸，并符合下列条件：

- (1) 图 9.4-2 中的数值适用于基本绝缘、附加绝缘和加强绝缘。
- (2) 对于工作电压为 220~250V(有效值)的变压器，其一次、二次侧及磁心间的电气间隙和爬电距离等于图 9.4-2 中 354V(相当于 220V 有效值)峰值电压所对应的数值。
- (3) 图 9.4-2 中曲线由下列数值确定。
 - 1) 曲线 A: 35V 对应于 0.6mm, 354V 对应于 3mm。
 - 2) 曲线 B: 35V 对应于 1.2mm, 354V 对应于 6mm。
- (4) 如果漆层构成导线的绝缘，且能承受 GB/T 6109—2008 对 2 级或更优等级规定的电压试验，可以认为漆层能提供 1mm 的电气间隙和爬电距离。然而，最小电气间隙和爬电距离不应减小到小于图 9.4-2 中曲线给定值的 2/3，但对基本绝缘或附加绝缘，电气间隙和爬电距离的最小值为 0.5mm；对于加强绝缘，电气间隙和爬电距离的最小值为 1mm。
- (5) 图 9.4-2 中所规定的电气间隙和爬电距离是在考虑了组件和零件的公差情况下的最小实际间隔距离。

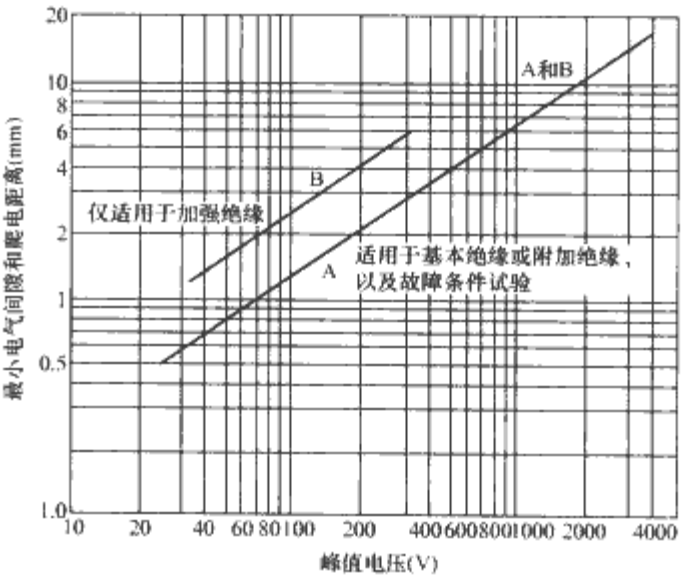


图 9.4-2 GB 8898—2001 规定的电气间隙和爬电距离

3.2 磁性元件的绝缘材料

绝缘材料又称非导体或电介质，可分为以下几类：纸类和塑料薄膜类，主要用于整个绕组内绝缘；板材和塑料制品类，主要用于制作骨架和辅助用材(如垫片等)；浸渍填充类，用于浸渍和灌封；其他还有包装材料等。

3.2.1 绝缘材料的绝缘(耐温)等级

绝缘材料(包括漆包线等)都有许多绝缘指标，如电性能、物理和化学性能及力学性能等。但高温会使各项绝缘性能迅速下降，所以绝缘材料的寿命与耐高温能力有很大关系。人们把绝缘材料耐高温的能力分成几个等级，如表 9.4-7 所示。为了叙述的需要，常以“绝缘等级”或“耐温等级”称呼。不同绝缘(耐温)等级材料所能承受的工作温度值也不同，用最高(极限)工作温度表示。

表 9.4-7 绝缘(耐温)等级和最高工作温度

绝缘(耐温)等级	绝缘材料举例	最高(极限)工作温度(℃)
Y	木材、棉花、纸、纤维等天然的纺织品，以醋酸纤维和聚酰胺为基础的纺织品，以及易于热分解和熔点点较低的塑料	90
A	工作于矿物油中的 Y 级材料、漆包线等	105
E	聚酯薄膜和 A 级复合材料，聚乙烯醇缩醛高强度漆包线，乙酸乙烯耐热漆包线	120
B	聚酯薄膜，聚酯漆，聚酯漆包线	130
F	云母片、玻璃丝，化学热稳定性较好的聚酯和醇酸类材料，复合硅有机聚酯漆	155
H	云母制品、加厚的 F 级材料、硅有机漆、硅有机橡胶聚酰亚胺复合玻璃布、复合薄膜、聚酰亚胺漆等	180
C	不采用任何有机黏合剂的无机物，如石英、石棉、云母、玻璃和陶瓷材料等	180 以上

3.2.2 爬电和飞弧

在高低电压两个电极之间，沿绝缘材料的表面发生弧光放电的现象称为爬电。在高低电压两个电极之间，电极尖端发生弧光放电的现象称为飞弧。在规定的试验条件下不产生爬电和飞弧现象的最小距离称为最小爬电距离和最小电气间隙。

3.2.3 电晕(又称局部放电)

空气在电场作用下，发生游离而局部放电的现象称为电晕。当电压逐渐上升，使连续的电晕放电达到规定强度时的电压称为起晕电压。在产生电晕后，逐渐降低电压，使电晕放电减弱到低于规定强度时的电压称为灭晕电压。在变压器的绝缘系统内，不可避免地会有空气或小气泡，如层间或绕组间的绝缘层之间会存在空气层，匝间及浸渍材料内部会有大小不同的气泡。当变压器工作时，由于空气与绝缘材料的介电常数不同，在绝缘层和空气之间存在电场，当电场强度足以使空气分子电离时，在一些尖端部位就会产生电晕放电，从而破坏绝缘材料的绝缘性能。变压器的绝缘系统一旦出现电晕，其寿命就会大大降低。处于电晕状态下工作的变压器寿命仅为数百至数千小时。所以磁性元件常采用真空浸渍的方法，以尽量抽出其绝缘系统内的气泡，使绝缘漆浸入整个绕组或整个变压器内部的微小空隙。

在一般情况下，当变压器工作的电场强度为 1.5~2kV 时，只要设计和工艺合理，是不容易产生电晕的。但当变压器工作在电场强度为 3kV 以上时，因为在绕组间(主要是高、低压绕组间的界面，最容易产生电晕)总有空气层存在，用多层绝缘的办法难以防止电晕的发生，这时尤其有必要采用真空浸渍的方法。

3.2.4 磁性元件常用的绝缘材料

磁性元件的绝缘材料除了前面介绍的骨架和漆包线外，常用的还有：①聚酯薄膜绝缘胶带、绝缘纸等；②绝缘套管、无纺布、玻璃漆布等；③绝缘漆、环氧树脂胶等；④层压制品，如层压板、覆铜板、层压管、层压棒等；⑤工程塑料，如尼龙、PBT、PET 等；⑥云母带纸、板等。

3.3 整个绕组的绝缘设计

整个绕组绝缘设计的原则是：绝缘材料的选取应符合变压器选定的耐热等级要求，不会产生电晕，有高压时，绕组间可用环氧树脂绝缘，或者进行真空浇注，采用介电系数小的材料，工艺中防尖刺(尖刺处磁场强度最大)，如焊点要圆滑，骨架棱角要小等，这些措施都有利于提高起晕电压。采用浸渍的办法非常有利于上述各项措施的发挥，若再加上端封和灌注，效果会更好。磁性元件的绝缘设计从内到外一般分为以下八个方面。

(1) 内层绝缘。内层绝缘实际是对骨架绝缘的加强。骨架除了必须满足耐温等级外，还需满足耐压要求，如果骨架不能满足耐压要求，还应在其外面加绝缘层。此外，由于许多骨架上有棱角，且一般靠近骨架的漆包线较细，漆包线的漆膜较薄，容易被骨架的棱角所损伤，所以一般在骨架上要先包 1~3 层 0.05mm 厚的聚酯薄膜绝缘胶带或绝缘纸，然后再绕一次、二次绕组。

(2) 绕组层间绝缘。如果绕组层间电压大于 200V，其层间应垫绝缘纸或绝缘胶带；如果层间电压小于 200V，要视具体情况采用垫纸或不垫纸工艺。当采用垫纸工艺时，导线的占空系数要减小；如果变压器功率小，要求体积小，且骨架的窗口窄、层数多，为了简化加工工艺，可以采用层间不垫纸工艺。由于漆包线性能和工艺水平的提高，层间不垫纸工艺在批量生产中得以普遍采用。

(3) 绕组间的绝缘。绕组间的绝缘由相邻绕组间的最大电位差和受潮后高温最小绝缘电阻的要求来选择，根据这两项要求的不同，要在两相邻绕组间垫若干层聚酯薄膜绝缘胶带或绝缘纸。

(4) 整个绕组外层绝缘。整个绕组外层的绝缘是对整个绕组作机械性保护和耐压、防潮、抗电等保护作用，可以采用外包绝缘纸或绝缘胶带、浸渍、灌注等方法的一种或几种。

(5) 端空。绕组最边缘一匝线圈到挡板间的距离称为端空。留这一段不绕线的距离是为了保证两相邻绕组间所必需的绝缘距离或整个绕组与磁心间所必需的绝缘距离。在绕线时，端空部位一般用绝缘胶带来填充。端空值一般为 2~4mm。

(6) 浸渍。通过工艺手段使绝缘漆浸入整个绕组或整个变压器内部微小空隙的方法称为浸渍。它是提高磁性元件可靠性很有效的办法。通过浸渍，可以使磁性元件的防潮性能、机械强度、抗电强度、传热和耐热能力大幅度提高。浸渍完成后，还要进行烘干。当前，为了进一步提高浸渍效果，常常采用真空浸渍的方法。

(7) 灌封。灌封是对端封、灌注和裹覆三种工艺的统称。因多数情况下是以防潮为目标，故又称防潮措施。

1) 端封。在整个绕组两个端面上涂覆一层环氧树脂称为端封。

2) 灌注。以环氧树脂为原料，在模具内经真空浇注、固化和脱模工序后，在变压器或整个绕组表面全部包一层环氧树脂的方法称为灌注。

3) 裹覆。以环氧粉末为原料，经振动沾附，再经烘焙等工序，在变压器表面附着一层环氧树脂的方法称为裹覆。

(8) 特殊考虑。

第5章 磁性元件的等效电路模型

磁性元件的等效电路模型主要是基于磁性元件磁路模型推导而来的,虽然模型精度比基于电磁场的模型差,但是其适于大多数电力电子工程师和研究人员使用,物理意义明晰,便于与电力电子系统相联进行系统分析和研究。可以用于解析分析、数值仿真研究,以及磁性元件制作、测量参数的提取。目前常用的磁性元件等效电路模型有变压器—电感等效电路模型和回转器—电容等效电路模型。

1 变压器—电感等效电路模型

由磁件的磁路模型,通过对偶变换等方法将磁路参数与电路参数建立联系,推导出用电感和理想变压器表征的磁件等效电路模型即为变压器—电感等效电路模型,其名称是根据模型中的特征参数来命名的。由于对偶变换对建立磁件的变压器—电感等效电路模型起到关键的作用,故称该建模方法为磁路—电路对偶变换建模法。

1.1 对偶变换建模方法

对偶变换建模方法的过程大致分为四步。

第一步:根据磁路欧姆定律,得到磁件的等效磁路。

第二步:在等效磁路基础上,运用对偶原理,得到等效磁路的对偶图。磁路对偶变换的方法与电路对偶变换的方法相同,即将磁通势 Ni 变为磁通,磁通 Φ 变为磁通势,磁阻 R 变为磁导,串联与并联互换。对偶变换的目的是将磁通势包含的 i 与电路的电流 i 、磁通 Φ 与电路中的电压 $u(u = N\Phi)$ 建立联系。

第三步:对上一步得到的对偶图进行尺度变换,得到电流、磁链的关系图,以便于应用法拉第电磁感应定律得到等效电路。

第四步:根据法拉第电磁感应定律及变压器的阻抗变换原理,得到等效电路。

1.2 几种常用磁件的等效电路模型

下面给出几种常用的磁件的变压器—电感等效电路模型建模实例。

1.2.1 磁路有气隙的电感

图 9.5-1(a)中 N 、 i 分别为电感绕组的匝数及电流, Φ 为磁心中的磁通, l_g 为气隙长度。另外,磁路中磁心部分的磁阻为 R ,气隙部分的磁阻为 R_g 。

第一步:画出图 9.5-1(a)磁件的等效磁路,如图 9.5-1(b)所示。

第二步:画出等效磁路的对偶图,如图 9.5-1(c)所示。注意,除了串并联的互换外,图 9.5-1(b)中的磁阻到对偶图中表示磁导,因此图 9.5-1(c)中的磁阻是图 9.5-1(b)中的倒数。

第三步:尺度变换,得到电流、磁链的关系图。具体要经过两次变换,如图 9.5-1(d)、(e)所示。重新整理图 9.5-1(e)可得到图 9.5-1(f)所示的电流、磁链的关系图。

第四步:写出图 9.5-1(f)所示数学关系的微分形式,就可以应用电磁感应定律和电感与磁阻的关系,简化得到等效

电路模型,如图 9.5-1(g)所示。

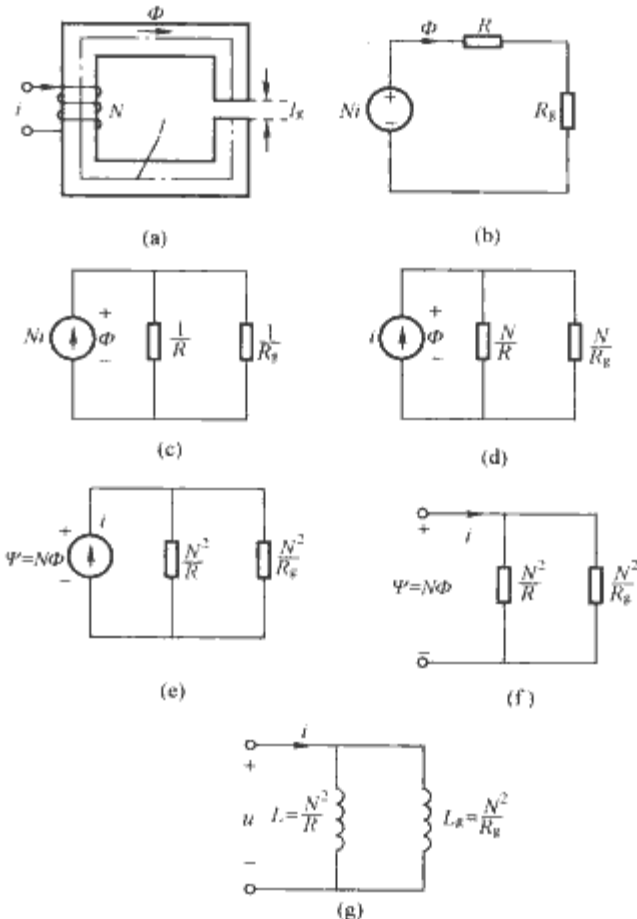


图 9.5-1 有气隙电感的等效电路模型

(a) 磁路有气隙的电感; (b) 磁件的等效磁路; (c) 等效磁路的对偶图; (d) 尺度变换一; (e) 尺度变换二; (f) 磁链、电流关系图; (g) 等效电路通用模型

1.2.2 考虑漏磁影响的变压器

图 9.5-2(a)为考虑漏磁影响的变压器, u_1 、 i_1 、 N_1 为一次绕组的电压、电流及匝数, u_2 、 i_2 、 N_2 为二次绕组的电压、电流及匝数, Φ_m 为磁心中的主磁通, Φ_{l1} 、 Φ_{l2} 分别为一次和二次绕组各自匝链的漏磁通。具体建模过程如下:

第一步:画出图 9.5-2(a)磁件的等效磁路,如图 9.5-2(b)所示。

第二步:画出等效磁路的对偶图,如图 9.5-2(c)所示。

第三步:尺度变换,得到电流、磁链的关系图。具体要经过两次尺度变换,如图 9.5-2(d)、(e)所示,并整理得到图 9.5-2(f)所示的电流、磁链的关系图。

第四步:根据电磁感应定律、电感与磁阻的关系,以及变压器的变压、变流数学关系和阻抗变换关系,由图 9.5-2(f)可以得到图 9.5-2(g)、(h)、(i)所示的三种等效电路模型,三者的差别只是理想变压器的位置不同。等效电路中用“·”表示各绕组的同名端,以下皆同。

1.2.3 三绕组磁件

三磁柱磁心(如 EE 型、EI 型磁心)应用广泛,很多磁件的等效模型都可用图 9.5-3(a)所示的三绕组磁件的等效模型变换得到。下面推导图 9.5-3(a)所示的磁件的等效电路模型。图 9.5-3(a)中 N_1 、 N_2 、 N_3 、 i_1 、 i_2 、 i_3 分别为 ab、

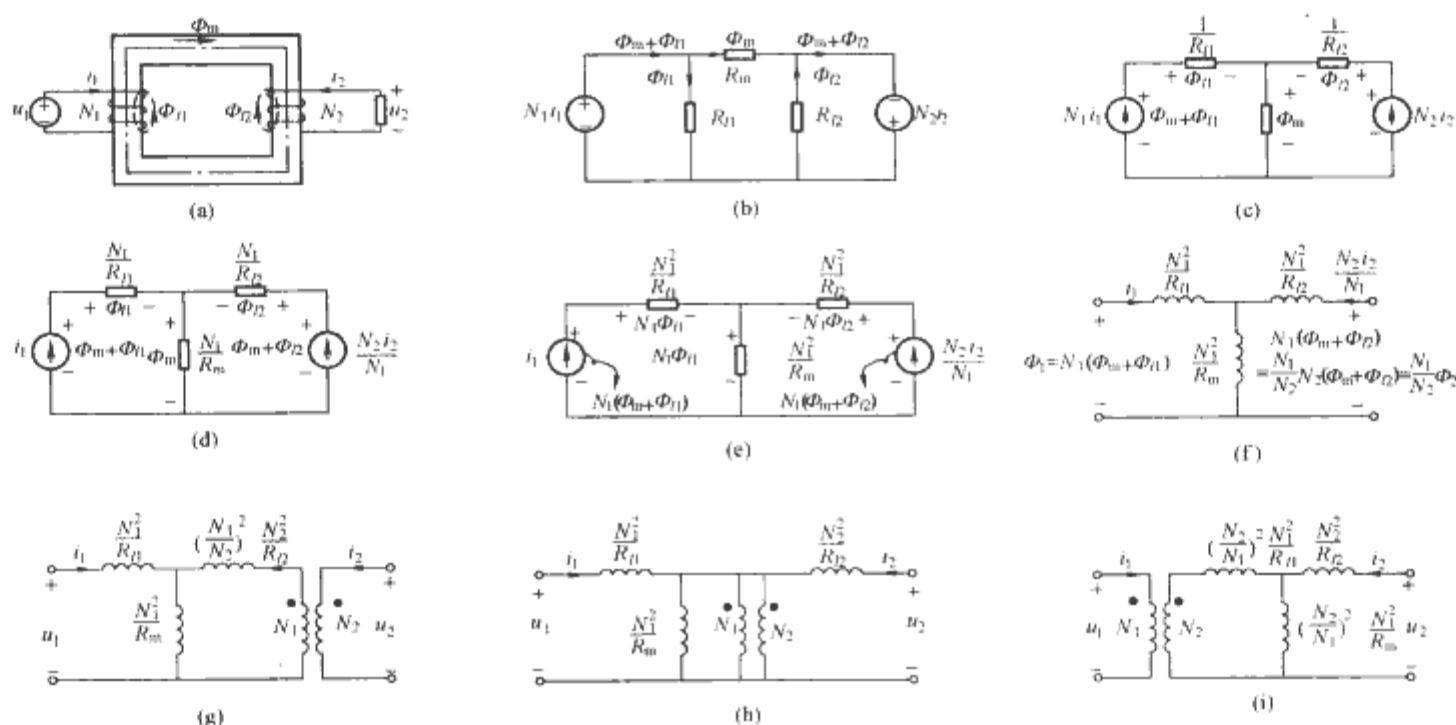


图 9.5-2 考虑漏磁影响的变压器的等效电路模型

(a) 考虑漏磁影响的变压器；(b) 磁件的等效磁路；(c) 等效磁路的对偶图；(d) 尺度变换一；(e) 尺度变换二；

(f) 磁链、电流关系图；(g) 等效电路通用模型一；(h) 等效电路通用模型二；(i) 等效电路通用模型三

cd、ef 绕组的匝数及电流， R_1 、 R_2 、 R_3 分别为三个磁柱的磁阻， Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 为三个磁柱的磁通。

第一步：不考虑图 9.5-3(a) 所示磁件的漏磁通，根据图中所示的参考方向，由磁路欧姆定律得到磁件的等效磁路模型，如图 9.5-3(b) 所示。

第二步：对图 9.5-1(b) 所示的等效磁路应用对偶变换的原则可推得其对偶图，即图 9.5-3(c)。对比图 9.5-1(b) 和图 9.5-1(c) 可以明显地看到对偶变换中串、并联互换的效果。

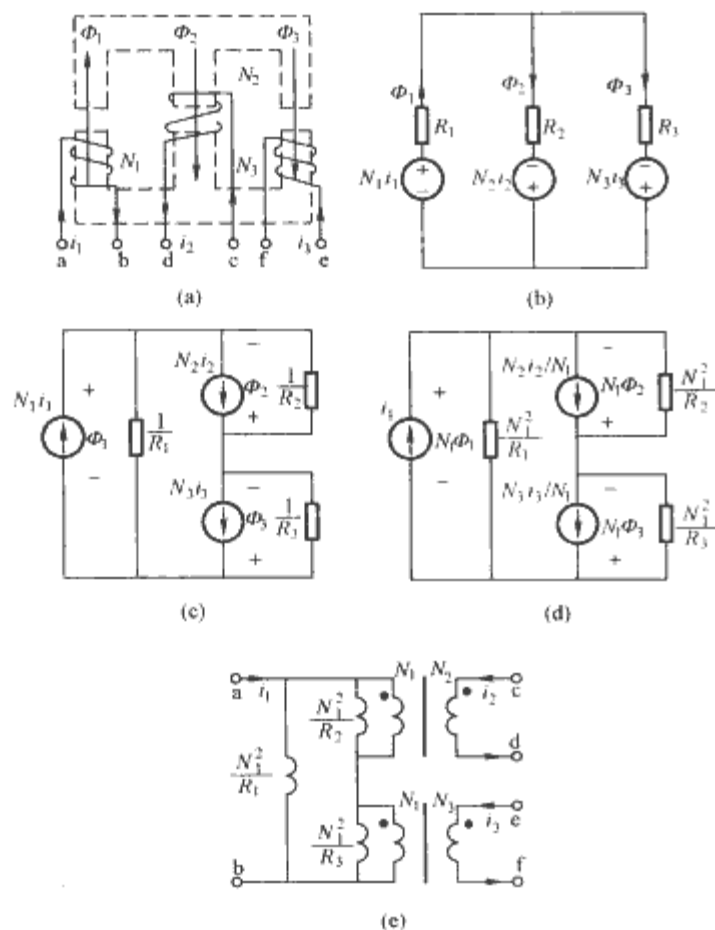


图 9.5-3 用磁路—电路对偶变换法建立磁件等效电路的过程

(a) 三绕组磁件示意图；(b) 磁件等效磁路；(c) 等效磁路的对偶图；(d) 尺度变换后得到的磁链、电流关系图；(e) 磁件等效电路

第三步：不妨以 ab 绕组为参考对图 9.5-3(c) 进行尺度变换。尺度变换包括两步，先是把图 9.5-3(c) 中所有的电流源均除以 N_1 ，使得与 ab 绕组相关的电流源 $N_1 i_1$ 变换为 i_1 。为了保证电压不变，所有阻抗同时要乘以 N_1 。然后，继续把所有的电压均乘以 N_1 ，使得 i_1 两端电压为 $N_1 \Phi_1$ ，出现绕组匝链的磁链，为后面应用法拉第电磁感应定律推得等效电路提供方便。同样，为了不影响电流，所有阻抗要继续乘以 N_1 ，从而得到图 9.5-3(d) 所示的电流、磁链的关系图。

第四步：根据电感与磁阻的关系式，图 9.5-3(d) 中的磁阻就是电路中的电感，图 9.5-3(d) 中的电流 i_1 和磁链 $N_1 \Phi_1$ 就是绕组 ab 的电流和相应匝链的磁链，结合法拉第电磁感应定律，可知 i_1 和 $N_1 \Phi_1$ 分别对应着电路中 ab 的电流和 ab 端电压。对于其他绕组，可以借助理想变压器的电压电流关系把图 9.5-3(d) 中的电流、磁链与电路中的绕组电流和电压对应，最后变换得到磁件的等效电路模型，如图 9.5-3(e) 所示。

根据磁件的等效电路图可知，当 cd、ef 绕组开路时，ab 端的等效电感 L_{ab} 为

$$L_{ab} = \frac{\frac{N_1^2}{R_1} \left(\frac{N_1^2}{R_2} + \frac{N_1^2}{R_3} \right)}{\frac{N_1^2}{R_1} + \left(\frac{N_1^2}{R_2} + \frac{N_1^2}{R_3} \right)} = N_1^2 \frac{\frac{1}{R_1} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}{\frac{1}{R_1} + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad (9.5-1)$$

1.3 磁件等效电路通用模型

由上两节内容可以看出，变压器—电感等效电路模型的推导比较烦琐，因此考虑建立磁件变压器—电感等效电路的通用模型。

首先应给出磁件的通用模型。假设磁件采用的磁心为图 9.5-4 所示的 n 柱磁心，按照磁件的磁柱不同对磁件进行划分，可得到磁件的通用模型，如图 9.5-4(a) 所示。磁件变为 n 个组成相同的基本单元的并联，每个基本单元都包括部分磁心、绕组和绕组匝链的磁通。这样，对磁件各个单元进行变换连接就可以得到磁件等效电路的通用模型。

为便于分析，先假定磁件每个磁柱上都有 1 个绕组，令

不同磁柱的磁通为 Φ_i 、各磁柱上的绕组为 $aibi$ 、各绕组匝数为 n_i 、绕组电流为 i_i (其中 $i=1, 2, \dots, n$)，如图9.5-4(a)所示。下面给出推导图9.5-4(a)磁件等效电路的详细过程：

(1) 建立磁件的等效磁路。应用磁路欧姆定律建立图9.5-4(a)中各基本单元的等效磁路，就得到等效磁路的基本单元，将磁路的基本单元并联就得到磁件的等效磁路，如图9.5-4(b)所示。

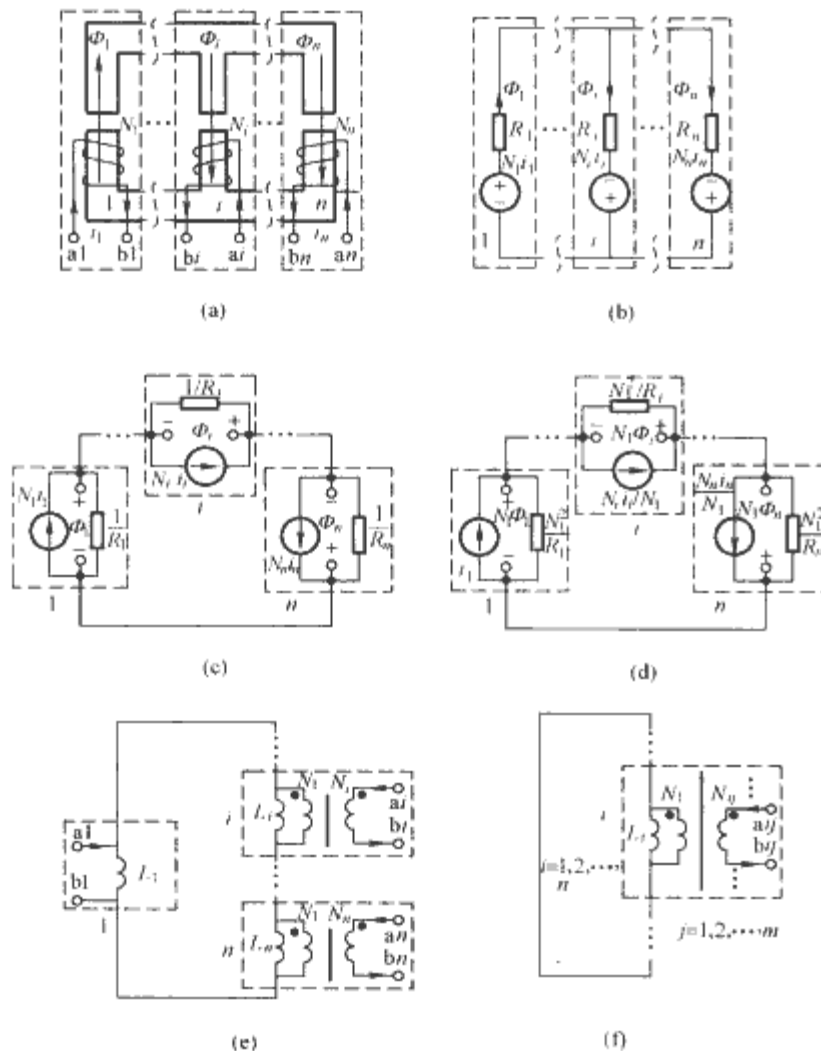


图 9.5-4 磁件等效电路通用模型的推导过程

(a)磁件的通用模型；(b)磁件的等效磁路；
(c)等效磁路的对偶图；(d)磁链、电流关系图；(e)磁件等效电路；(f)磁件等效电路通用模型

(2) 画出磁路的对偶图。对磁路的基本单元进行对偶变换，得到对偶图的基本单元，根据对偶变换的原则将对偶图基本单元串联就得到图9.5-4(c)所示的对偶图。

(3) 根据对偶图进行尺度变换，得到电流、磁链关系图。显然，电流、磁链关系图[见图9.5-4(d)]与对偶图基本相同，只是基本单元的参数发生变化。

(4) 应用电磁感应定律、电感和理想变压器的特性，根据电流、磁链关系图建立磁件的等效电路。这一步变换只是将电流、磁链关系图的基本单元换用电路参数表示，各基本单元仍然是串联关系。磁件等效电路如图9.5-4(e)所示，等效电路的电感参数满足式(9.5-2)

$$L_i = N_i^2 / R_i \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (9.5-2)$$

在图9.5-4(e)的基础上就可变换得到磁件等效电路的通用模型。对于一般的磁件，假设其第 i 个磁柱上有 m 个绕组，定义各绕组为 $a_i b_j$ ，其中 $i=1, 2, \dots, n, j=1, 2, \dots, m$ 。略微变化图9.5-4(e)的基本单元，就得到图9.5-4(f)所示的磁件等效电路通用模型，图9.5-4(f)中各单元间的串联关系不变，电感参数也满足式(9.5-2)。如果考虑漏

磁的影响，只需要在等效通用模型的基本单元中加入漏感即可。

重新来看图9.5-4(a)所示的磁件通用模型，图中并联的基本单元满足 $\sum \Phi_i = 0$ ($i = 1, 2, \dots, n$)，则有 $\sum (N_i d\Phi_i) / dt = 0$ ($i = 1, 2, \dots, n$)，根据电磁感应定律，该式实际上反映了电路中的电压环路积分为零，恰好与图9.5-4(e)、(f)中基本单元的串联闭合关系一致。显然，磁件中磁通闭合关系体现到电路中就是电压环路积分为零，并表现为等效电路中基本单元的串联、闭合。图9.5-4(a)中基本单元的并联到图9.5-4(e)和图9.5-4(f)中基本单元的串联，一方面反映了对偶变换规律，更是电磁感应定律的反映。

2 回转器—电容等效电路模型

电感—变压器等效电路模型的形式为大家所熟悉，电路概念明确，应用广泛，但仍有一定局限性：①对偶变换方法本身有限制条件，不适于分析磁心结构复杂的磁件的等效电路；②所建立的磁件等效电路没有同时直接反映磁件的电路参数与磁路参数，不能充分满足研究开发的需要。为此，David C. Hamill 于1993年提出回转器—电容等效电路模型，该模型是根据Buntentbach提出的磁路参数与电路参数的类比关系(见表9.5-1)，用回转器等效绕组，用电容等效磁导，从而建立回转器和电容表征的磁件等效电路模型。根据建模方法所用类比关系的特点，将其称为磁导—电容类比建模法。

表 9.5-1 Buntentbach 提出的磁路与电路基本参数的类比关系

磁路参数		电路参数	
名称	符号(单位)	名称	符号(单位)
磁通势 (magnetomotive force)	$F = Ni(A)$	电压 (voltage)	$u(V)$
磁通变化率 (flux rate)	$\dot{\Phi} = d\Phi/dt$ (Wb/s)	电流 (current)	$i(A)$
磁导 (permeance)	$\Lambda(H)$	电容 (capacitance)	$C(F)$
磁通 (flux)	$\Phi = \int \dot{\Phi} dt$ (Wb)	电荷 (charge)	$q = \int i dt$ (C)
磁导率 (permeability)	μ (H/m)	电导率 (conductivity)	$\sigma(S/m)$

2.1 磁导—电容类比建模方法

磁件的绕组可以被看作连接磁路与电路的二端口元件，如图9.5-5(a)所示。由法拉第电磁感应定律及磁通势的定义，可知对于 N 匝绕组有式(9.5-3)成立

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & N \\ 1/N & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F \\ \dot{\Phi} \end{bmatrix} \quad (9.5-3)$$

根据表9.5-1所示的磁路和电路的类比关系， $\dot{\Phi}$ 和 F 分别类比于电路中的电流和电压，则式(9.5-3)给出的函数关系与电路中的二端口元件—回转器的特性相一致，因此引入回转器作为绕组的等效电路模型，如图9.5-5(b)所示。显然

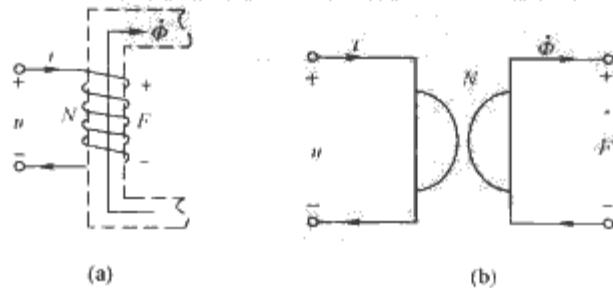


图 9.5-5 绕组的回转器—电容模型
(a)二端口元件—绕组；(b)绕组的回转器—电容模型

绕组匝数 N 相当于回转电阻, 相应成为有量纲参数, 单位为欧姆。

由表 9.5-1 所示的类比关系还可以知道, 磁导类比于电容。因此用电容模型表示磁导, 就能描述磁件的磁路特性, 加上回转器模型表示的绕组, 就得到磁件的回转器—电容模型。实际建模时, 只要用回转器代替绕组、电容代替磁路的磁导, 模型中不同磁路中电容的串并联关系与实际磁路中的磁通连接关系相同。

2.2 几种常用磁件的等效电路模型

下面给出几种常用的磁件的回转器—电容等效电路模型建模实例。仍然以电感、变压器和三绕组磁件为例加以说明。

2.2.1 磁路有气隙的电感

图 9.5-6(a) 中磁路中磁心部分的磁导为 Λ , 气隙部分的磁导为 Λ_g , 其他参数的定义同图 9.5-1(a)。建立其回转器—电容等效电路模型, 只要根据表 9.5-1 所示的类比关系以及图 9.5-5 所示的绕组的等效模型, 将绕组和磁路分别用回转器及磁导电容代替, 并将磁路的等效电路部分的电流量用 $\dot{\phi}$ 代替就可以了。有气隙电感的回转器—电容等效电路模型如图 9.5-6(b) 所示。

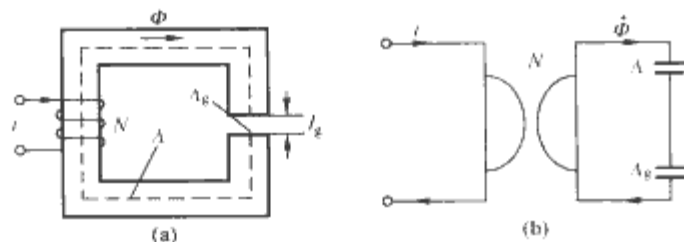


图 9.5-6 有气隙电感的回转器—电容等效电路模型
(a) 磁路有气隙的电感; (b) 有气隙电感的回转器—电容模型

2.2.2 考虑漏磁影响的变压器

如图 9.5-7(a) 所示, 变压器一次、二次侧漏磁通经过磁路的磁导分别为 Λ_{l1} 、 Λ_{l2} , 主磁通 ϕ_m 经过磁路的磁导为 Λ_m , 其他参数的定义同图 9.5-2(a)。将绕组和磁路部分分别用回转器和磁导电容来替换, 磁路部分的电流量换为磁通变化率, 则得到磁件的回转器—电容模型, 如图 9.5-7(b) 所示。

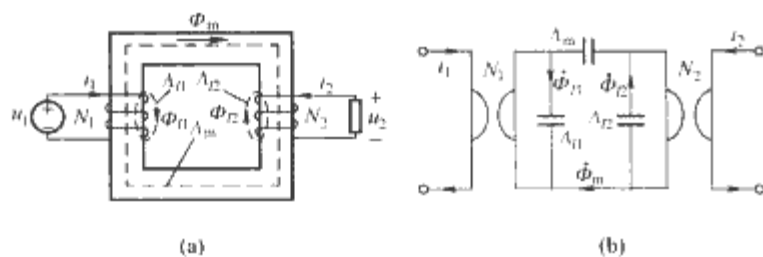


图 9.5-7 考虑漏磁的变压器的回转器—电容模型
(a) 考虑漏磁影响的变压器; (b) 变压器的回转器—电容模型

2.2.3 三绕组磁件

图 9.5-8(a) 所示的三绕组磁件中, Λ_1 、 Λ_2 、 Λ_3 分别表示磁件的磁通 ϕ_1 、 ϕ_2 、 ϕ_3 所经磁路的磁导。分别用三个回转器代替三个磁件绕组, 三个电容代替三个磁导(容值与磁导值相等), 就能直接得到磁件的等效电路模型, 见图 9.5-8(b)。显然, 推导磁件的回转器—电容模型比较容易。

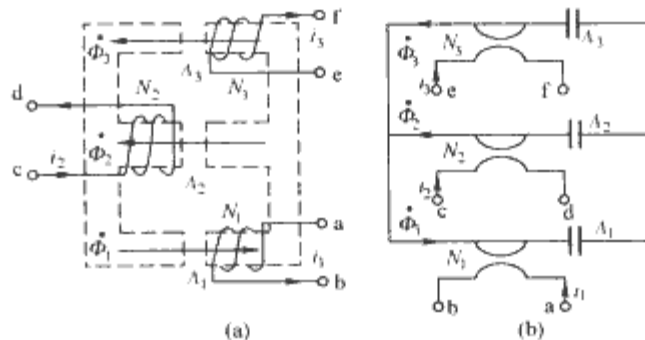


图 9.5-8 磁件的回转器—电容模型

(a) 三绕组磁件示意图; (b) 磁件的回转器—电容模型

由于回转器具有阻抗数值和阻抗性质变换的特点, 因此 cd、ef 绕组开路时, ab 端为感性, 其等效电感 L_{ab} 满足

$$L_{ab} = N_1^2 \frac{\Lambda_1 (\Lambda_2 + \Lambda_3)}{\Lambda_1 + (\Lambda_2 + \Lambda_3)} \quad (9.5-4)$$

比较式(9.5-4)和式(9.5-1), 可以看出两种建模方法所得的结论相同。

3 两种建模方法对比

对比两种等效电路模型可看出:

(1) 变压器—电感等效电路模型通过对磁路对偶变换得到磁链与电流的关系, 建立等效电路。回转器—电容等效电路模型通过引入回转器作为绕组的等效模型, 用电容描述磁路的磁特性, 建模过程更为简便、直接。

(2) 变压器—电感等效电路模型符合电力电子工程师常规的电路表示习惯, 磁路的特性参数未能直接表现, 适用于电路性能的分析。回转器—电容等效电路模型能同时完整地反映磁件的电路与磁路特性, 适合系统仿真(包括磁件研究)的需要。

(3) 电感—变压器等效电路模型不直接描述磁心的特性, 磁心的非线性需要折算到对电感量的影响上, 绕组的灵活多样和模型中绕组与磁心的耦合关系使得该模型的系列化比较困难。回转器—电容等效电路模型中绕组与磁心相对独立, 便于磁心非线性特性的加入和磁件模型的系列化, 具有引入磁件绕组与磁心几何参数的先天优势, 可满足高频磁件、平面化磁件的研究需要。

第6章 开关电源中常用磁性元件的设计

设计磁性元件的理论依据是麦克斯韦方程组,再加上各种限制条件,这些限制条件主要有磁性元件磁心的最大工作磁密 B_m 要小于其饱和磁密 B_s ,磁心工作磁密的交变量 ΔB 要尽量小,以使磁心损耗不至于太大;磁性元件线圈导线的直径要尽量小,以满足对磁心窗口的匝数要求。在满足这些限制条件的前提下,线圈导线的截面积应尽可能大,以使线圈的直流电阻和铜损尽可能小,并考虑集肤效应和邻近效应影响。如果要求磁性元件储存能量,则其磁心要开气隙或采用具有分布气隙的磁心。设计磁性元件的方法通常有两种,一种为 AP 法,是先求出磁心窗口面积 A_w 与磁心有效截面积 A_c 的乘积 AP,根据 AP 值,查磁性材料磁心手册找出所需磁心的型号;另一种为 K_g 法,是先求出磁心的几何常数 K_g ,根据 K_g 值查磁心手册找出磁心型号。本章所述高频变压器的设计采用 AP 法,电感器的设计采用 K_g 法。在介绍磁性元件的设计方法之前,有必要介绍其磁心的三种工作状态。

1 磁性元件的三种工作状态

在各类电力电子装置中,各种磁性元件由于其磁心的工作方式不同,磁心的工作状态也不同,可分为三种。其中,磁心的双向磁化称为第一种工作状态;而在磁心的单向磁化过程中,有的是作为传递单向脉冲的变压器,有的是作为直流滤波电感,前者的励磁磁场强度在 $0 \sim H_m$ 之间变化,后者一般是在一个较大的直流励磁分量 H_{dc} 上再叠加一个较小的交流励磁分量 ΔH ,所以后者的励磁磁场强度在 $H_{dc} - \Delta H/2 \sim H_{dc} + \Delta H/2$ 之间变化,前者称为第二种工作状态,后者称为第三种工作状态。

1.1 第一种工作状态

在第一种工作状态中,磁心线圈的外加励磁电压(或电流)是一个交变量,其正、负半周的波形、幅值及导通脉宽都相同,如推挽或桥式变流器中的主变压器磁心。在匝数为 N 的磁心线圈两端加不同的励磁电压 u 及其磁心中相应磁通 Φ 的波形如图 9.6-1 所示。磁通密度 B 在正半周的变化量 ΔB_+ 与负半周的变化量 ΔB_- 有如下关系

$$\Delta B_+ = |\Delta B_-| \quad (9.6-1)$$

在交流励磁电压的作用下,磁心的磁通 Φ (或磁通密度 B) 在正半周时,从 $-\Phi_m$ (或 $-B_m$) 变化到 $+\Phi_m$ (或 $+B_m$),在负半周时从 $+\Phi_m$ (或 $+B_m$) 变化到 $-\Phi_m$ (或 $-B_m$),周而复始地沿着整个磁滞回线(四象限)交替磁化,无直流磁化分量,磁通密度的变化量为 $\Delta B = 2B_m$ 。有时电压正、负半周的波形可能不相同,但只要正、负半周的伏秒积相同,磁心也同样交替磁化,只是 $d\Phi/dt$ 不同,如图 9.6-1 (d) 所示。

第一种工作状态的特点及其对磁心材料的要求是:

(1) 工作磁密的变化量 $\Delta B = 2B_m$,故磁心的利用率高。因为 $B_m < B_s$,磁心的 B_s 越大, B_m 可取得越大,磁心的体积和质量就越小,因此应采用高饱和磁密 B_s 的磁性材料。从对磁心的利用率来说,对剩磁感应 B_r 的大小没有要求。

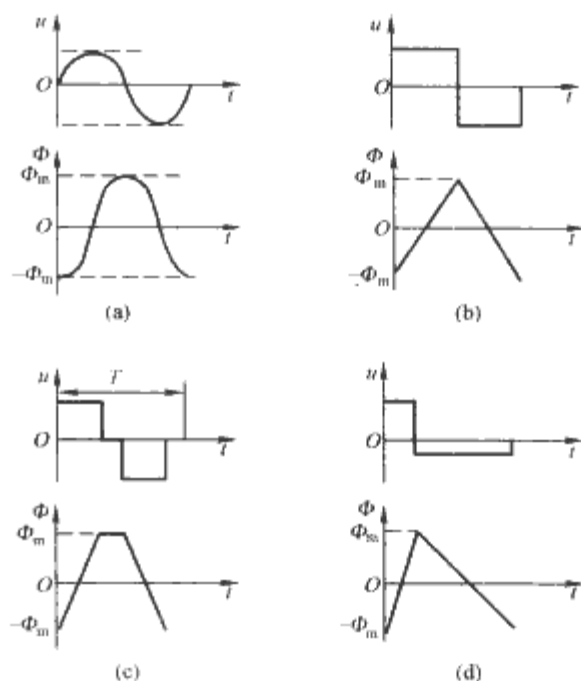


图 9.6-1 磁心处于交变磁化时磁通 Φ 的波形

(a) 正弦波; (b) 方波; (c) 矩形波;
(d) 正、负半周波形不同

(2) 磁心的工作磁密沿整个磁滞回线交替变化,故磁心损耗较大,所以应选择磁滞回线较窄及电阻率较大的磁心,或使 B_m 的值较小。

(3) 为了减小励磁电流,变压器的磁心应选择磁导率 μ 较高的材料。

在正弦波激励时

$$U = 4.44 f N A_c B_m \quad (\text{V}) \quad (9.6-2)$$

式中: U 为正弦波电压的有效值; A_c 为磁心的截面积。

对于如图 9.6-1 (c) 所示的幅值为 U 、脉宽为 T_{on} 的矩形波有

$$U = \frac{2 N A_c B_m}{T_{on}} \quad (\text{V}) \quad (9.6-3)$$

如为方波, $T_{on} = T/2 = 1/(2f)$,则由式 (9.6-3) 可得

$$U = 4 f N A_c B_m \quad (\text{V}) \quad (9.6-4)$$

1.2 第二种工作状态

在这种工作状态下,加在磁心线圈上的励磁电压为单向脉冲,一般为矩形脉冲。例如单端正激变流器的主变压器及一般脉冲变压器或驱动变压器的磁心都工作在这种状态。图 9.6-2 表示一个单向脉冲变流器电路。如果忽略 V 导通时的管压降及变压器绕组的电阻压降,则有

$$T_{on} \text{ 期间} \quad N_1 A_c \frac{dB}{dt} = u_i \quad (9.6-5)$$

$$T_{off} \text{ 期间} \quad N_1 A_c \frac{dB}{dt} = U_{VDW} + U_{VD1} \quad (9.6-6)$$

式中: U_{VDW} 为稳压管 VDW 的稳压值; U_{VD1} 为二极管 $VD1$ 的正向压降。

在 T_{on} 期间,磁心的磁通密度 B 从 $B_r \rightarrow B_m$ 变化;在

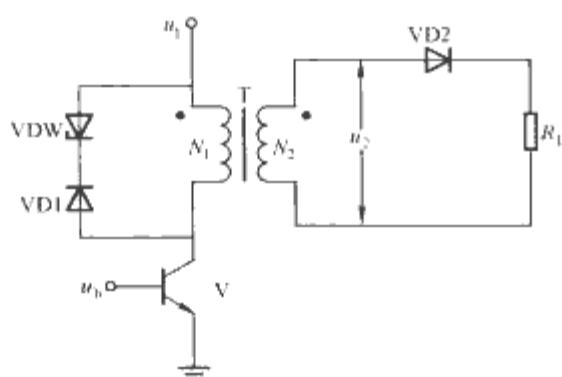


图 9.6-2 单向脉冲变压器电路

T_{off} 期间, B 从 B_m 去磁至 B_r 。绕组 N_1 上的电压 u_{N1} 及磁通密度 B 的波形如图 9.6-3 (a) 所示, 此时磁心工作在第一象限, 如图 9.6-3 (b) 所示。

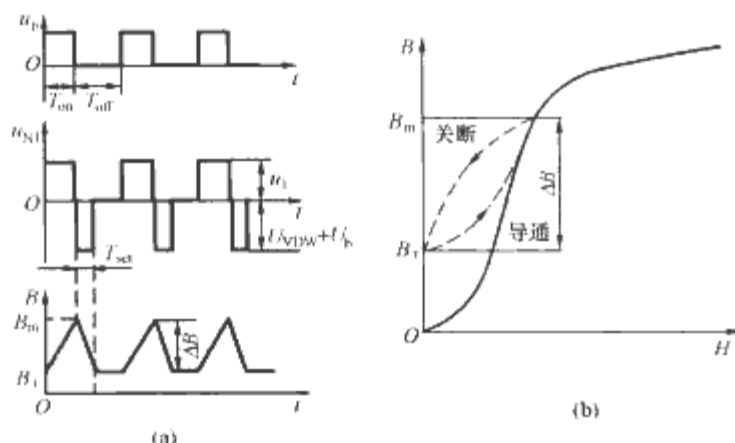


图 9.6-3 变压器的电压波形及磁心工作状态

(a) 变压器绕组 N_1 上的电压 u_{N1} 及磁密 B 的波形;

(b) 第一象限内的磁滞回线

根据式 (9.6-5) 可知, 在 T_{on} 期间, 变压器磁心磁通密度 B 的变化量 ΔB 为

$$\Delta B = B_m - B_r = \frac{u_1 T_{\text{on}}}{N_1 A_c} \quad (9.6-7)$$

在 T_{off} 期间, 必须将磁通密度 B 复位至 B_r , 即要让磁场强度 $H=0$, 否则会产生直流偏磁, 引起磁心饱和。对于如图 9.6-2 所示电路来说, 就是使流过绕组 N_1 的电流 i_1 降为零, 所以必须设置磁复位绕组及电路, 并使磁复位时间 $T_{\text{set}} < T_{\text{off}}$ 。根据式 (9.6-6) 并考虑到 $\Delta B_+ = |\Delta B_-| = \Delta B$, 可以求得 T_{set} 为

$$T_{\text{set}} = \frac{N_1 A_c \Delta B}{U_{\text{VDW}} + U_{\text{VDI}}} \quad (9.6-8)$$

第二种工作状态的特点及其对磁心材料的要求是:

(1) 磁通密度变化量是 $\Delta B = B_m - B_r$, 为了不让磁心饱和, 应取 $\Delta B = B_m - B_r < B_s - B_r$, 所以磁心的利用率比双向磁化时低。应当注意, 这里的 B_s 是交流 B_s , 比直流 B_s 低; 这里的 B_r 也不是直流磁滞回线上的 B_r , 而是交流磁滞回线上的 B_r , 所以也比直流 B_r 低。为了增大 ΔB , 应选择高 B_s 及低 B_r 的材料, 或将磁心开一个小气隙以降低 B_r 。

(2) 磁心工作在第一象限内的磁滞回线上, 即单向磁化。由于第一象限内的磁滞回线所包围的面积比双向磁化时小, 所以其损耗也小。但磁导率也比第一种工作状态的小。

1.3 第三种工作状态

在直流滤波电感和储能电感中, 流过电感线圈的电流具有较大的直流分量。在电流连续时, 电流交变分量的平均值比直流分量小得多; 在电流不连续时, 两者相等。在这种工作状态下, 磁心的磁化状态是沿着磁化曲线上的局部磁滞回线变化的, 如图 9.6-4 所示。

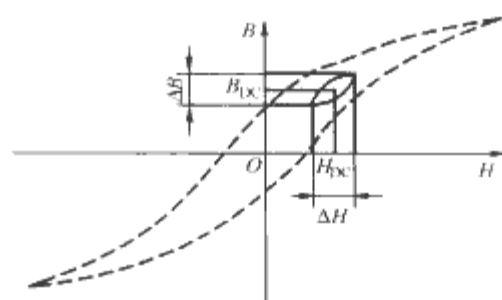


图 9.6-4 局部磁滞回线

第三种工作状态与第二种工作状态的共同之处是: 都是单向磁化, 都工作在局部磁滞回线上。不同之处是:

(1) 磁心的交变磁化分量很小, $\Delta B \ll B_m - B_r$, 局部磁滞回线所包围的面积很小, 损耗很小。

(2) 由于线圈电流含有较大的直流分量, 线圈电流的最大值 I_m 较大, 产生的励磁磁场强度 $H_m = NI_m / l_c$ 也较大。为了防止磁心在 H_m 的作用下饱和, 必须在磁心中加适当的气隙或选用磁导率在较宽的励磁范围内恒定的合金磁性材料, 以便在很宽的磁场强度变化范围内磁导率都能保持恒定。

(3) 希望电感线圈的储能大, 即最大储能 $\frac{1}{2} LI_m^2$ 大。电感线圈的最大储能为

$$\frac{1}{2} LI_m^2 = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_c \frac{N^2 A_c}{l_c} \left(\frac{H_m l_c}{N} \right)^2 = \frac{1}{2} B_m H_m V_c \quad (9.6-9)$$

$$V_c = A_c l_c$$

$$B_m = \mu_0 \mu_c H_m$$

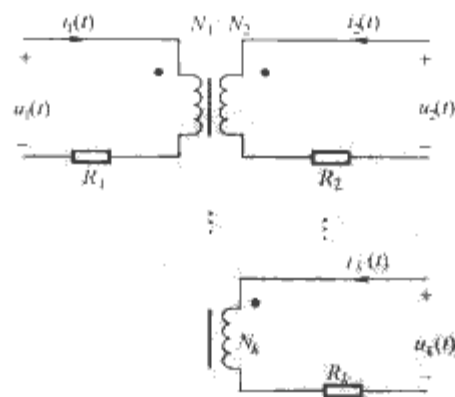
式中: V_c 为磁心的体积; B_m 为磁心的最大工作磁密。

2 高频变压器的设计

对于如图 9.6-5 所示的多绕组高频变压器, 当加在变压器一次绕组上的电压波形为如图 9.6-6 (a) 所示的双向矩形脉冲而使磁心工作在第一种工作状态时

$$U_1 \approx \frac{2B_m N_1 A_c}{T_{\text{on}}} \quad (9.6-10)$$

式中: U_1 为双向矩形脉冲电压幅值; B_m 为变压器磁心的最大工作磁密; N_1 为变压器一次绕组匝数; A_c 为变压器磁心有效截面积; T_{on} 为半个周期内的双向电压脉宽。


 图 9.6-5 有 k 个绕组的高频变压器

推挽变流器和桥式变流器等双端变流器的主变压器满足式 (9.6-10)。

当加在变压器一次绕组上的电压波形是如图 9.6-6 (b) 所示的单向矩形脉冲而使变压器磁心工作在第二种工作状态时

$$U_1 \approx \frac{(B_m - B_r) N_1 A_c}{T_{\text{on}}} \quad (9.6-11)$$

正激变流器和电流断续工作的反激变流器等单端变流器

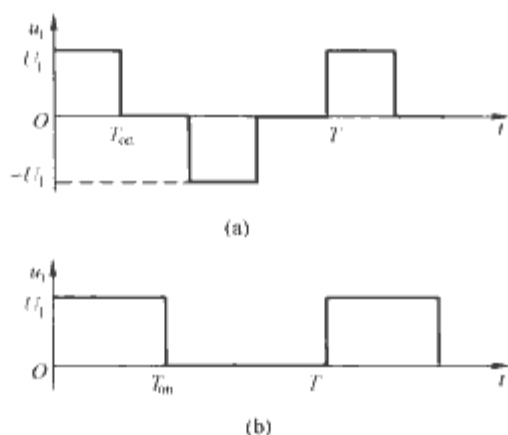


图 9.6-6 加在变压器的一次绕组上的电压波形
(a) 双向矩形脉冲; (b) 单向矩形脉冲

的主变压器满足式 (9.6-11)。

各种高频变压器就是在式 (9.6-10) 和式 (9.6-11) 的基础上设计的。设计高频变压器主要分为以下几步。

2.1 确定磁心型号及尺寸

确定变压器磁心型号或尺寸就是要计算磁心的截面积 A_c 和窗口面积 A_w 。设 K_u 为铜的充填系数或磁心窗口利用系数, 各绕组允许的电流密度均为 J , 变流器输出功率为 P_o , 则

$$AP = A_c A_w \approx \frac{2P_o T_{on}}{\Delta B \eta K_u J} \quad (9.6-12)$$

当变压器传输如图 9.6-6 (a) 所示的双向矩形波电压时, $\Delta B = 2B_m$, $T_{on} = \frac{DT}{2} = \frac{D}{2f}$, 其中 $0 \leq D \leq 1$, 取 $D=1$, 则

$$A_c A_w \approx \frac{P_o}{2f B_m \eta K_u J} \quad (9.6-13)$$

当变压器传输如图 9.6-6 (b) 所示的单向矩形波电压时, $\Delta B = B_m - B_r$, $T_{on} = DT = D/f$, 其中 $0 \leq D \leq 0.5$, 取 $D=0.5$, 则

$$A_c A_w \approx \frac{P_o}{f(B_m - B_r) \eta K_u J} \quad (9.6-14)$$

在设计变压器时, 可按给定的变流器电路拓扑结构 (双端或单端) 和输出功率 P_o , 选取 B_m 、 K_u 、 J 和 η 的值, 根据式 (9.6-13) 或式 (9.6-14) 算出 $A_c A_w$ 的值, 选取第 3 章所述某一种型号的磁心, 使其截面积与窗口面积的乘积大于根据式 (9.6-13) 或式 (9.6-14) 算出的 $A_c A_w$ 值。一般取 J 为 $3 \sim 5 \text{ A/mm}^2$, K_u 为 $0.1 \sim 0.5$, η 为 $0.95 \sim 0.98$ 。

2.2 绕组计算

绕组计算主要是根据输入、输出电压, 计算一次、二次各绕组的匝数, 根据流过各绕组电流的有效值计算导线直径, 从表 9.4-1~表 9.4-3 中选择导线规格, 并要考虑导线涡流损耗的影响。

2.2.1 绕组匝数计算

对于传输双向矩形脉冲电压的变压器, 可根据式 (9.6-10) 计算其一次绕组匝数, 对于传输单向矩形脉冲电压的变压器, 可根据式 (9.6-11) 计算其一次绕组匝数。而图

9.6-6 中变压器各二次绕组的匝数 N_i 可根据式 (9.6-15) 计算

$$N_i = \frac{U_i}{U_1} N_1 \quad (i = 2, 3, \dots, k) \quad (9.6-15)$$

式中: U_2, U_3, \dots, U_k 为变压器各二次绕组电压的幅值。

通常, 设计变压器时给定的输出电压是变流器负载上的电压 $U_{o2}, U_{o3}, \dots, U_{ok}$, 所以对于如图 9.6-7 所示的变流器输出滤波电路, 二次绕组匝数为

$$N_2 = \frac{U_o + U_{VD} + I_o r}{DU_1} N_1 \quad (9.6-16)$$

式中: 电阻 r 为变压器二次绕组的电阻及输出滤波电感 L 的电阻; D 为占空比, 对于双向矩形脉冲, $D = \frac{T_{on}}{T/2}$, 对于单向矩形脉冲, $D = \frac{T_{on}}{T}$; U_{VD} 为二极管的正向压降。

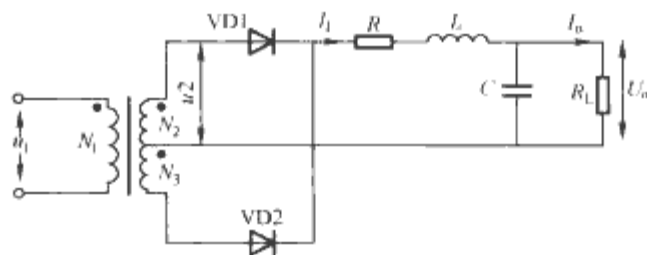


图 9.6-7 开关变流器输出滤波电路

对于如图 9.6-5 所示的多绕组变压器, 各二次绕组的匝数为

$$N_i = \frac{U_{oi} + U_{VD} + I_{oi} r_i}{DU_1} N_1 \quad (i = 2, 3, \dots, k) \quad (9.6-17)$$

2.2.2 导线直径 (或铜箔厚度) 计算

变压器各绕组导线的截面积为

$$A_i = \frac{I_i}{J_i} \quad (i = 1, 2, \dots, k) \quad (9.6-18)$$

式中: J_i 为第 i 个绕组的电流密度, 一般在 $3 \sim 5 \text{ A/mm}^2$ 的范围内选取; I_i 为根据电流波形计算的绕组电流的有效值。

各种波形的电流有效值如表 9.6-1 所示。

根据式 (9.6-18) 求得 A_i 后, 可以按式 $d_i = \sqrt{\frac{4A_i}{\pi}}$ 计算导线直径, 但由于变压器的工作频率较高, 需要考虑集肤效应的影响, 铜导体的穿透深度可根据式 (9.6-19) 计算

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}} = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_0 \sigma f}} \quad (9.6-19)$$



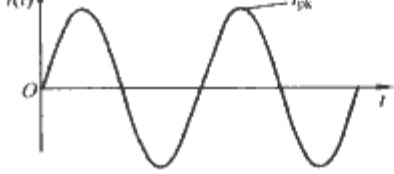
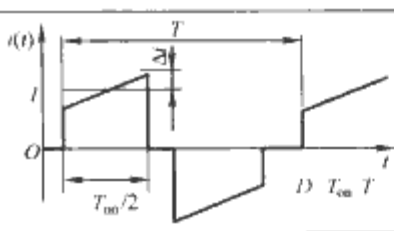
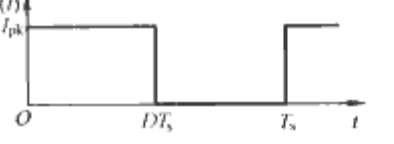
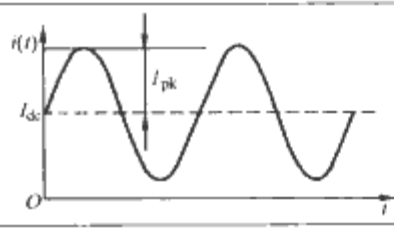
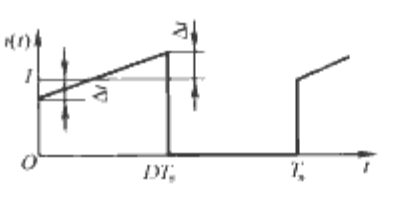

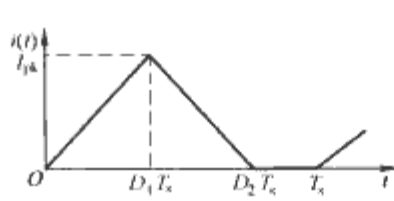
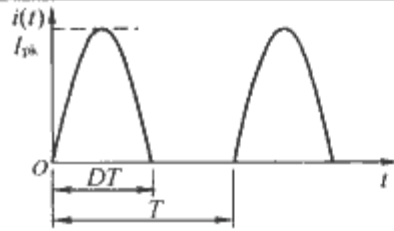
式中: ρ 为铜导体的电阻率; σ 为铜导体的电导率; μ_0 为空气的磁导率; f 为工作频率。

根据式 (9.6-19) 求得 δ 后, 应使绕组线径小于 2δ , 采用直径小于 2δ 的多股导线并绕, 或采用厚度小于 2δ 的铜箔绕制。如果频率较高且电流较大, 应消除邻近效应的影响, 采用里兹线或铜箔做绕组, 并且一次、二次侧交替绕制。

表 9.6-1 各种波形的电流有效值

电 流 波 形	电流有效值 I_{rms}	电流平均值 I_{dc}	电 流 波 形	电流有效值 I_{rms}	电流平均值 I_{dc}
	I	I		$I \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I}{I} \right)^2}$	I

续表

电 流 波 形	电流有效值 I_{rms}	电流平均值 I_{dc}	电 流 波 形	电流有效值 I_{rms}	电流平均值 I_{dc}
	I_{pk}	0		$I_{pk}\sqrt{\frac{D_1}{3}}$	$\frac{D_1}{2}I_{pk}$
	$\frac{I_{pk}}{\sqrt{2}}$	0		$I\sqrt{D}\sqrt{1+\frac{1}{3}(\frac{\Delta I}{I})^2}$	0
	$I_{pk}\sqrt{D}$	DI_{pk}		$\sqrt{I_{dc}^2+\frac{1}{2}I_p^2}$	I_{dc}
	$I\sqrt{D}\sqrt{1+\frac{1}{3}(\frac{\Delta I}{I})^2}$	DI		$\frac{I_{pk}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\pi}I_{pk}$
	$I_{pk}\sqrt{\frac{D_1+D_2}{3}}$	$\frac{D_2}{2}I_{pk}$		$I_{pk}\sqrt{\frac{D}{2}}$	$\frac{2DI_{pk}}{\pi}$

2.3 磁心窗口校核

根据第4章的内容,按开关电源变压器的耐压等级、环境条件及安全要求设计变压器的绝缘系统,然后根据公式 $K_u = (\sum_{i=1}^k N_i A_i) / A_w < 1$ 校核磁心窗口尺寸,并大致确定窗口的利用系数 K_u 。 N_i 为变压器各绕组匝数, A_i 为各绕组截面积。

2.4 损耗与温升计算

根据第2章第5节的分析,开关电源变压器的损耗由磁心损耗和绕组铜损耗两部分组成,这些损耗一方面影响变压器的效率,另一方面转换成热量使变压器的温度上升。如果变压器的温升超过了绝缘材料的耐温等级,将使变压器的寿命降低甚至损坏变压器,所以,对于功率较大、频率较高、运行环境温度较高的变压器,分析其损耗与温升是必要的。

2.4.1 损耗计算

各绕组铜耗由式(9.6-20)计算

$$P_{Cu,i} = I_i^2 R_{ac,i} \tag{9.6-20}$$

式中: $P_{Cu,i}$ 为各绕组铜耗; I_i 为各绕组电流有效值; $R_{ac,i}$ 为各绕组交流电阻。

绕组总铜耗是各绕组铜耗之和。如果要精确计算绕组铜耗,需要考虑邻近效应的影响,关于邻近损耗的计算参见第2章第5节。

磁心损耗 P_{Fe} 可以根据式(9.2-59)和式(9.2-60)计算,有时也用式(9.6-21)计算

$$P_{Fe} = P_v V_e \tag{9.6-21}$$

式中: V_e 为磁心体积; P_v 为给定工作频率、交变工作磁密峰值 B_{pk} 下单位体积的磁心损耗,即磁心的功率损耗密度,

可通过查阅磁心产品的损耗数据得到,当磁心工作在第一种工作状态时, $B_{pk} = B_m$;当磁心工作在第二种工作状态时, $B_{pk} = (B_m - B_r) / 2$;当磁心工作在第三种工作状态时, $B_{pk} = \Delta B / 2$ 。

开关电源变压器的总损耗 P_z 为

$$P_z = P_{Cu} + P_{Fe} \tag{9.6-22}$$

2.4.2 温升计算

变压器的表面积为

$$A_T = K_s \sqrt{AP} \tag{9.6-23}$$

式中: A_T 为变压器的表面积, cm^2 ; AP 为磁心截面积和窗口面积的乘积, cm^4 ; K_s 为变压器的表面积系数,其值随磁心形状的不同而不同,如表9.6-2所示。

表 9.6-2 变压器的表面积系数 K_s

磁心形状	罐型磁心	E型磁心	C型磁心	环型磁心
K_s	33.8	41.3	39.2	50.9

变压器表面单位面积所耗散的平均功率 P 为

$$P = \frac{P_z}{A_T} \tag{9.6-24}$$

式中: P 的单位是 W/cm^2 。不同 P 值下的变压器温升 ΔT 可根据图9.6-8查到,例如,当 $P=0.03W/cm^2$ 时,温升为 $25^{\circ}C$;当 $P=0.07W/cm^2$ 时,温升为 $50^{\circ}C$ 。

2.5 漏感和分布电容的影响

在设计高频变压器时,有时需要考虑漏感的影响,这是由于变压器绕组与功率开关器件相连,当开关器件关断时,绕组漏感中所储存的磁能释放而导致开关器件关断时的电压尖峰,使开关器件的电压应力增大,影响开关器件工作的可靠性,这些问题虽然可以通过采用吸收电路加以解决,但是

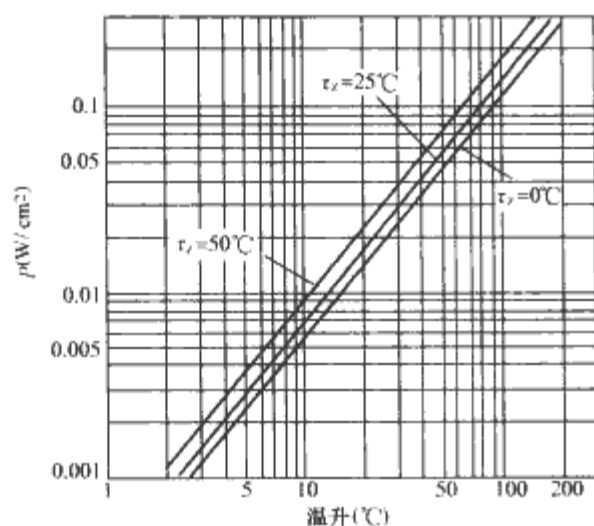


图 9.6-8 温升与 P 值关系

在选择磁心结构及绕制绕组时，还应尽可能减少漏感。

减小漏感的措施主要有：

- (1) 减少绕组匝数，选用高饱和磁密、低损耗的磁性材料做磁心。
- (2) 减小绕组厚度，增加绕组高度。
- (3) 尽可能减少绕组间的绝缘厚度。
- (4) 一次、二次绕组采用分层交替绕制。
- (5) 对于环型磁心变压器，不管一次、二次绕组匝数是多少都应沿环形圆周均匀分布。当二次绕组匝数很少时，宜采用多个绕组并联的方法。
- (6) 一次、二次绕组双线并绕。

在设计开关电源变压器时，一般主要考虑漏感的影响，但当高频开关电源变压器的输出电压较高，且输出绕组的匝数和层数较多时，还应考虑分布电容的影响，这是因为分布电容会引起开关器件的电流尖峰，增加开关器件的开通损耗，引起振铃振荡并增加射频干扰。

减小分布电容的措施主要有：

- (1) 采用静电屏蔽的办法。
- (2) 降低静态电容，采用介电常数小的绝缘材料，适当增加绝缘材料的厚度，减少对应面积，尤其应减小高压绕组的分布电容。
- (3) 正确安排绕组极性，减小它们之间的电位差。

3 直流输出滤波电感的设计

开关电源中的直流输出滤波电感或能量传递电感一般是由带气隙的磁心上绕线圈构成的，设计电感器的任务就是在满足给定性能指标的情况下，确定最佳的磁心结构、最小的几何尺寸、恰当的绕组匝数、导线截面积和气隙长度等。设计直流输出滤波电感的方法通常也是 AP 法和 K_g 法，因为上一节用 AP 法设计变压器，所以本节用 K_g 法来设计直流输出滤波电感。所谓 K_g 法就是当电感器的直流铜耗或绕组电阻是主要限制条件时，先求出磁心的几何常数 K_g ，用来表示磁心的有效尺寸，根据 K_g 值查阅磁心手册选择一个磁心，使该磁心的 K_g 值足够大，以满足对电感器的直流铜耗或绕组电阻的要求，然后计算所需的气隙长度、匝数和导线直径等。

3.1 设计直流输出滤波电感的限制条件

考虑如图 9.6-9 所示的直流输出滤波电感的设计，假设磁心损耗和绕组涡流损耗都可以忽略，则电感损耗主要是直流铜耗。设计电感器的目的是要得到一个给定的电感值 L 和绕组电阻值 R ，当流过电感器的峰值电流达到最大值 I_{max}

时，电感器不能饱和。

对于如图 9.6-9 所示的电感器，若忽略气隙边缘效应，则有

$$Ni = \Phi(R_{mc} + R_{mg}) \quad (9.6-25)$$

式中： R_{mc} 为铁心磁阻； R_{mg} 为气隙磁阻。

通常 $R_{mc} \ll R_{mg}$ ，则式 (9.6-25) 可以近似表示为

$$Ni \approx \Phi R_{mg} \quad (9.6-26)$$

即气隙决定了电感器的特性。这样，以下四个设计限制条件就可以确定了。

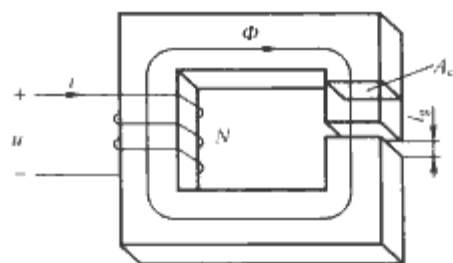


图 9.6-9 滤波电感器的几何形状

3.1.1 最大磁通密度

给定一个最大电流 I_{max} ，得到磁心的最大工作磁密为 B_{max} ， B_{max} 应小于磁心在最高工作温度时的饱和磁密 B_s 。

将 $\Phi = BA_c$ 代入式 (9.6-26) 得到

$$Ni \approx BA_c R_{mg} \quad (9.6-27)$$

令 $i = I_{max}$ ， $B = B_{max}$ ，则得到

$$NI_{max} \approx B_{max} A_c R_{mg} = B_{max} \frac{l_g}{\mu_0} \quad (9.6-28)$$

这是第一个设计限制条件。此时，绕组匝数 N 、磁心截面积 A_c 和气隙长度 l_g 均未知。

3.1.2 电感值 L

电感值 L 是给定的，它与绕组匝数 N 、磁心截面积 A_c 和气隙长度 l_g 的关系为

$$L = \frac{N^2}{R_{mg}} = \frac{N^2 \mu_0 A_c}{l_g} \quad (9.6-29)$$

这是第二个设计限制条件，而绕组匝数 N 、磁心截面积 A_c 和气隙长度 l_g 均未知。

3.1.3 绕组截面积

在图 9.6-10 所示的磁心窗口中，电感器的绕组要穿过该磁心窗口，设每匝绕组导体（或称裸导线）的截面积为 A_c ，绕组匝数为 N ，则磁心窗口内铜导体的总截面积为 NA_c 。

如果磁心窗口面积为 A_w ，则绕组导体的总截面积也可以表示为 $K_u A_w$ ，所以第三个设计限制条件可以表示为

$$K_u A_w \geq NA_c \quad (9.6-30)$$

填充系数 K_u 表示磁心窗口用来填充铜导体部分的大小， K_u 必须介于 0~1 之间，这是因为：圆导线不能紧密地放在一起，这使得 K_u 降低到 0.7~0.55， K_u 的具体大小还取决于绕线工艺；导线有绝缘层，导体面积与导线总面积之比为 0.65~0.95，具体大小取决于导线尺寸和绝缘类型；在绕组间或绕组层间可能要加绝缘。骨架也占用一些窗口面积，加骨架时， K_u 的典型值为：对于低压电感， $K_u = 0.5$ ；对于隔离变压器， K_u

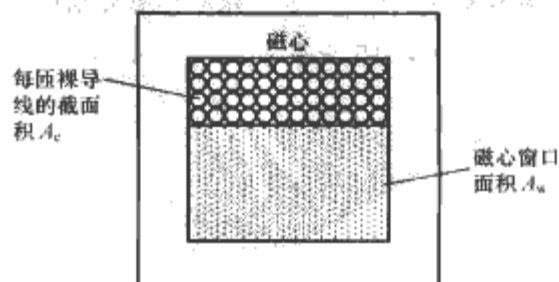


图 9.6-10 磁心的窗口必须能绕得下全部绕组

为 0.25~0.3; 对于电压为几千伏的高压变压器, K_u 为 0.05~0.2; 对于低压铜箔变压器和电感器, $K_u = 0.65$ 。

3.1.4 绕组电阻

绕组电阻为

$$R = \rho \frac{l_b}{A_c} \quad (9.6-31)$$

式中: l_b 为导线总长度; A_c 为裸导线的截面积。

一个 N 匝绕组的导线总长度为

$$l_b = N(MLT) \quad (9.6-32)$$

式中: MLT 为绕组的每匝平均长度, 其值与磁心的几何形状有关, 对于如图 9.6-11 所示的 E 型磁心, MLT 可根据式 (9.6-33) 近似计算

$$MLT \approx \frac{E+D}{2} \times 2 + \left(C + \frac{E-D}{2}\right) \times 2 = 2(E+C) \quad (9.6-33)$$

将式 (9.6-32) 代入式 (9.6-31) 得

$$R = \rho \frac{N(MLT)}{A_c} \quad (9.6-34)$$

这是第四个设计限制条件。

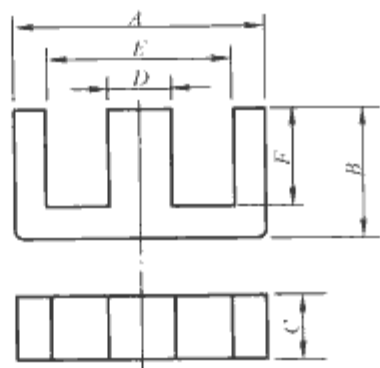


图 9.6-11 E 型磁心线圈每匝平均长度 MLT 的计算

3.2 磁心几何常数 K_g 的限制

四个设计限制式 (9.6-28)、式 (9.6-29)、式 (9.6-30) 和式 (9.6-34) 及 A_c 、 A_w 、 MLT 与磁心的几何形状有关, 其中, I_{max} 、 B_{max} 、 μ_0 、 L 、 K_u 、 R 和 ρ 是给定值或已知量, N 、 l_g 和 A_c 是未知量, 消去未知量 N 、 l_g 和 A_c 可以得到

$$\frac{A_c^2 A_w}{MLT} \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} \quad (9.6-35)$$

式中, 不等式右边的各量是已知的或给定的, 不等式左边的各量只与磁心的几何形状有关。这样, 就可以选择一个磁心, 使其几何尺寸满足式 (9.6-35)。令

$$K_g = \frac{A_c^2 A_w}{MLT} \quad (9.6-36)$$

K_g 称为磁心几何尺寸常数, 该常数描述了当铜损和最大电流 (磁心最大工作磁密) 给定时磁心的有效电气尺寸。对于不同型号的磁心, K_g 的值可根据式 (9.6-36) 计算, 也可以查阅有关磁性材料磁心的产品手册得到。

3.3 直流输出滤波电感的设计步骤

直流输出滤波电感的设计步骤归纳为以下五步。各量的符号和单位如表 9.6-3 所示。

(1) 确定磁心尺寸。选择一个磁心, 使所选磁心的 K_g 值 [见式 (9.6-36)] 满足以下不等式

$$K_g \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} \times 10^8 \quad (\text{cm}^5) \quad (9.6-37)$$

(2) 确定气隙长度。气隙长度为

$$l_g = \frac{\mu_0 L I_{max}^2}{B_{max}^2 A_c} \times 10^4 \quad (\text{m}) \quad (9.6-38)$$

(3) 计算绕组匝数。绕组匝数为

$$N = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} \times 10^4 \quad (9.6-39)$$

(4) 估算绕组的导线截面积。导线截面积为

$$A_c \leq \frac{K_u A_w}{N} \quad (\text{cm}^2) \quad (9.6-40)$$

根据表 9.4-1 选择裸铜导线, 使其截面积小于或等于由式 (9.6-40) 所求得的 A_c 值。

(5) 计算绕组电阻。绕组电阻为

$$R = \frac{\rho N(MLT)}{A_c} \quad (\Omega) \quad (9.6-41)$$

表 9.6-3 设计步骤中各量的符号和单位

设计变量	符号	单位
导线电阻率	ρ	$\Omega \cdot \text{cm}$
电流幅值	I_{max}	A
电感量	L	H
绕组电阻	R	Ω
绕组填充系数	K_u	
磁心最大工作磁密	B_{max}	T
磁心尺寸		cm
气隙长度	l_g	m
磁心截面积	A_c	cm^2
裸铜导线的截面积	A_c	cm^2
磁心窗口面积	A_w	cm^2
绕组平均每匝长度	MLT	cm

4 交流输出滤波电感的设计

在线式 UPS 逆变器的输出电压波形通常为 SPWM 波, 即逆变器将经市电整流或蓄电池输出的稳定的直流电压变成有效值稍大于额定交流输出电压的 SPWM 波, 经 LC 滤波, 得到很纯净的正弦波, 其电路如图 9.6-12 所示, 本节介绍这种输出滤波电感的设计方法。

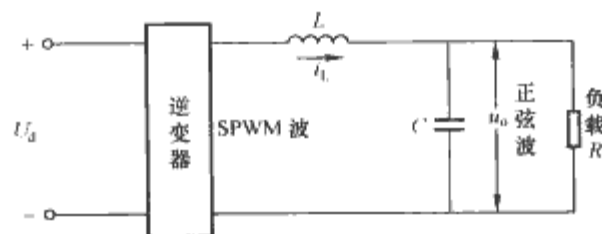


图 9.6-12 无输出变压器的 UPS 逆变器及输出滤波电路

4.1 输出滤波电感量 L 的确定

对应于 SPWM 波的第 k 个脉冲 δ_k , 电感电流 i_L 的增量为

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{L,k+} &= \frac{U_d - u_{o,k}}{L} T_{on,k} = \frac{U_d - u_{o,k}}{L} D_k T \\ \Delta I_{L,k-} &= \frac{u_{o,k}}{L} T_{off,k} = \frac{u_{o,k}}{L} (1 - D_k) T \end{aligned} \right\} \quad (9.6-42)$$

式中: $\Delta I_{L,k+}$ 为对应于逆变器输出电压 SPWM 波第 k 个脉冲 δ_k 时电感电流上升段的增量; $\Delta I_{L,k-}$ 为对应于逆变器输出电压 SPWM 波第 k 个脉冲 δ_k 时电感电流下降段的增量; U_d 为逆变器输出电压脉冲的幅值; $u_{o,k}$ 为对应于 SPWM 波第 k 个脉冲 δ_k 时负载电压的瞬时值; D_k 为第 k 个脉冲 δ_k 相对于逆变器开关周期 T 的占空比。

电感量 L 为

$$L = \frac{u_{o,k}(1 - D_k)}{f \Delta I_{L,k-}}$$

$$\text{或} \quad L = \frac{U_d - u_{o,k}}{f \Delta I_{L,k+}} D_k$$

式中: f 为逆变器的开关频率, 也就是 SPWM 波的脉冲频率。

假设产生 SPWM 波的三角波频率 f_Δ 与正弦波频率 f_1 之比为 N (称为载波比), 则 SPWM 波的第 k 个脉冲宽度 δ_k 的表达式为

$$\delta_k = 2 \frac{U_{-m}}{U_{\Delta m}} \sin \frac{\pi}{N} \sin \left(\frac{2\pi k}{N} - \frac{\pi}{N} \right) \quad (N \geq 18) \quad (9.6-43)$$

式中: U_{-m} 为产生 SPWM 波的正弦波幅值; $U_{\Delta m}$ 为产生 SPWM 波的三角波幅值。

当 $k=N/4$ 时, δ_k 最大, 此时的交流输出电压 $u_{o,k}$ 达到峰值 $\sqrt{2}U_o$, 则可根据此时的 $\Delta I_{L,k+}$ 求得电感量 L 。设负载是纯电阻性的, 则交流输出电流 i_o 的基波分量 $i_{o(1)}$ 即电感电流 i_L 的基波分量 $i_{L(1)}$ 也达到最大值。设此时的纹波系数 $\alpha = \Delta I_{L,k+}/I_o$, 其中, I_o 为 UPS 额定输出电流的有效值, α 的大小根据 UPS 的技术指标而定, 一般取 0.05 左右。

根据式 (9.6-43), 取 $k=N/4$ 。因为 $N \gg 18$, 所以

$$\delta_k = 2 \frac{U_{-m}}{U_{\Delta m}} \sin \frac{\pi}{N} \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N} \right)$$

$$\delta_{\max} = 2\beta \sin \frac{\pi}{N} \quad (\text{rad})$$

式中: β 为调制度, $\beta = U_{-m}/U_{\Delta m}$ 。

最大占空比为

$$D_{\max} = \frac{\delta_{\max}}{2\pi f_1} f$$

式中: f_1 为交流输出电压的频率, 一般为 50Hz; f 为逆变器开关频率, 即 SPWM 波的频率。

电感量 L 为

$$L = \frac{U_d - \sqrt{2}U_o}{f \alpha I_o} D_{\max} = \frac{U_d - \sqrt{2}U_o}{\pi f_1 \alpha I_o} \beta \sin \frac{\pi}{N} \quad (9.6-44)$$

4.2 磁心尺寸的确定

UPS 逆变器输出滤波电感的电流波形是工频基波叠加幅值较小的高频纹波, 所以其磁心同时工作在第一种工作状态和第三种工作状态。其磁心通常采用铁粉芯磁环或 400Hz 的硅钢片, 对于前者, 如果单个铁粉芯环做成的电感不能满足要求, 可采用多个电感串联或并联的办法。根据电感电压 $U_L \approx 4.44 f_1 N_1 B_m A_c$, 可得磁心的截面积为 $A_c \approx U_L / (4.44 f_1 N_1 B_m)$, 磁心窗口面积为 $A_w = \frac{I_L n_1}{K_u J}$, 则得到

$$A_c A_w \approx \frac{U_L I_L}{4.44 f_1 B_m K_u J} = \frac{2\pi f_1 L I_L I_L}{4.44 f_1 B_m K_u J} = \frac{\sqrt{2} L I_L^2}{B_m K_u J}$$

式中: B_m 为磁心的最大工作磁密, 其取值要小于磁心的饱和磁密 B_s ; I_L 为电感电流, $I_L = I_{o,\max} (1 + \alpha/2)$, I_L 为最大过载倍数 k_1 时 UPS 输出电流的有效值; J 为电流密度, 一般取 3~5A/mm², 对于环型磁心, 可以取大一些; K_u 为磁心窗口填充系数, 一般取 0.1~0.5 左右。

由此可得

$$A_c A_w \approx \frac{\sqrt{2} L I_{o,\max}^2 (1 + \alpha/2)^2}{B_m K_u J} \times 10^2 \quad (\text{cm}^4) \quad (9.6-45)$$

根据式 (9.6-45) 求得 $A_c A_w$ 的值后, 可查阅第 3 章中的磁性材料或相应的产品手册, 选取相应的磁心型号及尺寸, 使所选磁心的 $A_c A_w$ 大于根据式 (9.6-45) 求得的 $A_c A_w$ 值。

4.3 绕组匝数 N_1 及线径的计算

$$N_1 = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad (\text{匝}) \quad (9.6-46)$$

式中: AL 为所选磁心的电感系数, H/匝²。

导线的截面积为

$$A_{Cu} = \frac{k_2 I_o}{J} \quad (\text{mm}^2) \quad (9.6-47)$$

式中: I_o 为 UPS 的额定输出电流, A; k_2 为 UPS 电池供电时的最大长时过载倍数; J 为导线的电流密度, A/mm²。

根据 A_{Cu} 的值可求得导线直径。

4.4 设计校核

(1) 磁心窗口面积的校核。根据 $K_u = \frac{N_1 A_{Cu}}{A_w}$ 校核磁心窗口面积, 其中 N_1 为绕组匝数, A_w 为磁心窗口面积。

(2) 磁心最大工作磁密的校核。电感器的最大峰值电流为

$$I_{\max} = \sqrt{2} I_{o,\max} + \frac{\alpha}{2} I_{o,\max} = (\sqrt{2} + \frac{\alpha}{2}) I_{o,\max} \quad (\text{A}) \quad (9.6-48)$$

磁心最大磁场强度为

$$H_{\max} = \frac{N_1 I_{\max}}{l_c} = \frac{(\sqrt{2} + \alpha/2) N_1 I_{o,\max}}{l_c} \quad (\text{A/m}) \quad (9.6-49)$$

式中: l_c 为磁心磁路长度, m。

查磁心的磁化曲线得到 B_m , 看是否小于磁心的饱和磁密 B_s , 否则要重新设计。

4.5 损耗与温升计算

损耗计算按电池供电时的最大长时过载倍数 k_2 考虑。

4.5.1 铜耗计算

N_1 匝绕组的导线长度为

$$l_b = N_1 (MLT) \quad (9.6-50)$$

式中: MLT 为绕组每匝平均长度。

对于环型磁心

$$MLT = k_t (2H_1 + OD + ID)$$

式中: k_t 为绕制系数, 其取值范围一般为 1.2~1.6; H_1 为磁环高度; OD 为磁环外径; ID 为磁环内径。

绕组直流电阻为

$$R_{L1} = \frac{1}{N_b} l_b r_0 \quad (9.6-51)$$

式中: N_b 为并绕股数; r_0 为每股导线单位长度的电阻, Ω/m 。

则铜耗为

$$P_{Cu} = [k_2 (1 + \alpha/2) I_o]^2 R_{L1}$$

如果要更精确地计算绕组铜耗, 可根据电感器的绕组结构和第 2 章第 5 节的内容来计算考虑集肤效应和邻近效应影响时的电感器绕组铜耗。

4.5.2 铁耗计算

输出滤波电感的铁耗由两部分组成: 一部分为电感器通过基波电流使其磁心工作在第一种工作状态时所产生的损耗; 另一部分为叠加在基波电流上的高频纹波电流使磁心同时工作在第三种工作状态时所产生的损耗。所以在计算磁心损耗时, 两者都要考虑。基波电流产生的峰值磁密为

$$B_{pk1} = \frac{\mu_0 \mu_r N_1 k_2 \sqrt{2} I_o}{l_c} \quad (\text{T})$$

式中: l_c 为磁心磁路长度, m; μ_r 为磁心的相对磁导率。

根据 B_{pk1} 及基波电流频率 $f_1 = 50\text{Hz}$ 查阅磁心材料的损耗曲线, 得到磁心损耗密度 P_{v1} (mW/cm^3)。则基波铁耗为

$$P_{Fe1} = P_{v1} V_e \quad (\text{W})$$

式中: V_e 为磁心体积, cm^3 。

高频纹波电流产生的峰值磁密为

$$B_{pk2} = \frac{\mu_0 \mu_r N_1 k_2 \frac{a}{2} I_0}{l_c} \quad (\text{T})$$

根据 B_{pk2} 及逆变器的开关频率 f 查阅磁心材料的损耗曲线, 得到磁心损耗密度 P_{v2} (mW/cm^3)。则纹波铁耗为

$$P_{Fe2} = P_{v2} V_e \quad (\text{W})$$

总铁耗为

$$P_{Fe} = P_{Fe1} + P_{Fe2} \quad (\text{W})$$

4.5.3 总损耗与温升计算

输出滤波电感产生的总损耗为

$$P_z = P_{Cu} + P_{Fe} \quad (\text{W}) \quad (9.6-52)$$

对于用环型磁心绕制的电感器, 由于其磁心散热较慢, 易受热老化, 所以一般要求 $P_{Fe} < P_{Cu}$, 对于铁粉芯, 其铁耗 P_{Fe} 最好为总损耗的 20%~25%。根据式 (9.6-23) 和式 (9.6-24) 及图 9.6-8 可以计算输出滤波电感器的温升。

5 PFC 电感器的设计

5.1 有源 PFC 电路的基本原理及 PFC 电感的电流波形

在线式 UPS 和开关电源通常采用有源功率因数校正技术, 以消除由整流滤波电路所产生的谐波电流, 补偿并提高功率因数。升压型有源功率因数校正电路的原理框图如图 9.6-13 (a) 所示, 其主电路由桥式整流器、高频电感 L (PFC 电感)、功率开关管 VI、二极管 VD 和滤波电容 C 组成。有源功率因数校正的目的是在满足输出电压为平稳的直流电压的前提下, 通过 SPWM 控制开关管 VI 的通断时间, 使 PFC 电感 L 上的电流即网侧电流具有近似正弦的波形, 而且与网侧电压的相位相同。为此, 整个电路的功率因数可以接近于 1。

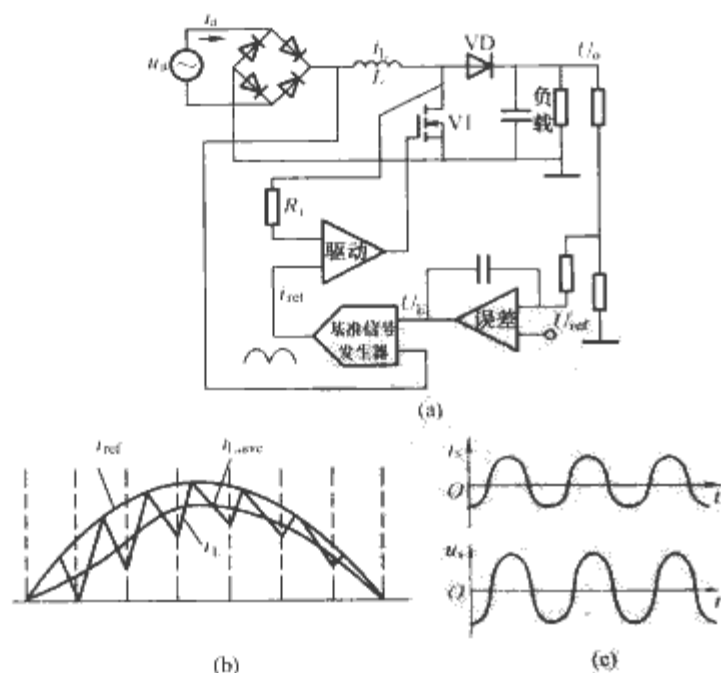


图 9.6-13 升压式有源功率因数校正电路的原理框图及电感、电流波形

(a) 原理框图; (b) 电感电流波形; (c) 网侧电压和电流波形

采用如图 9.6-13 (a) 所示的升压变流器可以实现上述目的。图 9.6-13 (a) 中, 基准信号发生器的输入信号由反映稳压精度的信号 U_E 和反映网侧电压波形的信号组成, 其输出信号作为开关管 VI 的基准信号, 该基准信号与反映电

感电流的实际信号相比较, 进而控制开关管 VI 的通断时间。在图 9.6-13 (b) 中, i_{ref} 是基准信号, 电感电流 i_L 的平均值 $i_{L,ave}$ 的波形和网侧的电压波形相似。为此, PFC 电感电流 i_L 的平均值跟踪了网侧的电压波形, 实现了网侧电流正弦化的目的。如图 9.6-13 (c) 所示, 经过有源功率因数校正之后, 网侧电流波形与正弦波十分相似。由于现代 UPS 和开关电源中开关器件 VI 的开关频率通常在 20kHz 以上, 远远大于网侧电压频率, 所以校正后的网侧电流具有很好的正弦度。

5.2 PFC 电感的设计

由图 9.6-13 可见, 流过 PFC 电感 L 的电流 i_L 实际上是一种不等幅的高频脉动电流, 且脉动幅度较大, 这就使得 PFC 电感在工作时铜损耗和磁心损耗都较大, 温升较高, 是在设计时需要重点考虑的问题。

当前, UPS 的有源功率因数校正电路常采用 Boost (升压) 电路和 Buck-Boost (升降压) 电路, 一般正半周采用 Boost 电路, 负半周采用 Buck-Boost 电路。在市电供电方式下, 这些电路起功率因数校正的作用, 在电池供电方式下, 这些电路将蓄电池的电压变换为直流母线电压, 然后通过逆变器向负载供电, 如图 9.6-14 所示。相应地, PFC 电感 L 也有两种工作方式: 功率因数校正方式和储能方式。前者通过较大的高频脉动电流, 要求电感器磁心有较高的饱和磁密; 后者储存和释放所有由蓄电池传递给负载的能量, 使电感器的损耗增大, 温升增高, 因此, 在设计 PFC 电感时, 这两个问题都要考虑。下面介绍 PFC 电感的设计方法。

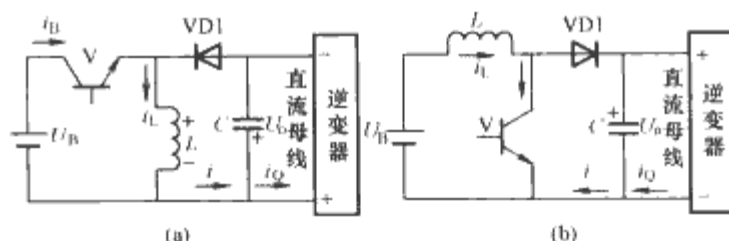


图 9.6-14 在电池供电方式下的功率因数校正电路

(a) Buck-Boost 电路; (b) Boost 电路

5.2.1 设计原则

(1) 电感器的最大工作磁密应按市电最低电压 U_{min} 供电时的最大过载倍数 k_1 核算。在市电供电时, 设市电电压为最低电压 U_{min} , 整机输出功率为 P_o , 整机效率为 η , 输入功率因数为 PF , 则额定负载时输入电流的有效值为

$$I = \frac{P_o}{\eta U_{min} PF} \quad (9.6-53)$$

市电峰值电压时的占空比为

$$D = \frac{U_o - \sqrt{2} U_{min}}{U_o} \quad (9.6-54)$$

式中: U_o 为 PFC 电路的输出电压。

最大过载倍数 k_1 时输入电流的有效值为

$$I_{k1} = k_1 I \quad (9.6-55)$$

(2) 电感器的损耗应按蓄电池最低电压 $U_{B,min}$ 供电时的长时最大过载倍数 k_2 核算。在电池供电时, 设电池电压为最低电压 $U_{B,min}$, 整机效率为 η_2 , 最大长时过载倍数为 k_2 , 则对于 Boost 电路, 其占空比为

$$D_{B+} = 1 - \frac{U_{B,min}}{U_o} \quad (9.6-56)$$

对于 Buck-Boost 电路, 其占空比为

$$D_{B-} = \frac{U_o}{U_{B,min} + U_o} \quad (9.6-57)$$

在额定负载时,正、负半周内电池的平均输出电流为

$$I_{B+,ave} = I_{B-,ave} = I_{B,ave} = \frac{1}{2} \times \frac{P_o}{\eta_2 U_{B,min}} \quad (9.6-58)$$

过载 k_2 倍时,正、负半周内电池的平均输出电流为

$$I_{B+,ave,k2} = k_2 I_{B,ave} \quad (9.6-59)$$

5.2.2 确定电感量

在市电供电时,市电最低电压 U_{min} 所对应的 PFC 电感额定平均电流的最大值为 $I_{L+,ave,max} = \sqrt{2}I$,如图 9.6-13 (b) 所示,纹波电流为 $\Delta I_L = \alpha_1 I_{L+,ave,max}$,其中, α_1 为纹波电流与 UPS 额定输入电流最大值的百分比,是给定的设计指标。则电感量为

$$L = \frac{\sqrt{2}U_{min}D}{f\Delta I_L} \quad (9.6-60)$$

式中: f 为 PFC 电路的开关频率。

当最大过载倍数为 k_1 时,市电最低电压 U_{min} 所对应的 PFC 电感平均电流的最大值(UPS 最大输入电流的最大值)为

$$I_{L+,ave,max,k1} = \sqrt{2}k_1 I \quad (9.6-61)$$

纹波电流占 UPS 最大输入电流最大值的百分比 α_2 为

$$\alpha_2 = \frac{\Delta I_L}{I_{L+,ave,max,k1}} \quad (9.6-62)$$

5.2.3 选择磁心

由于 UPS 中的 PFC 电感既要能通过较大的峰值电流,又要能储存较多的能量,所以其磁心一般选择具有高饱和磁密及分布气隙的金属磁粉芯,而由于铁粉芯价格便宜,所以常选用铁粉芯磁性材料。根据第 3 章选择一种铁粉芯或其他磁性材料,使其最大工作磁密 B_{max} 小于饱和磁密 B_s ,并根据式 (9.6-37) 计算出所需磁心的几何常数 K_g ,由此就可确定磁心的几何尺寸。如果所求的 K_g 较大,单个铁心不能满足要求,可以采用多个电感器并联的办法,设正、负半周电感器的并联个数均为 N_L ,则每个电感器的电感量应为 $N_L L$ 。

5.2.4 确定气隙长度

如果电感器的磁心选用磁粉芯材料,一般不用另开气隙;如果磁心选用铁氧体或非晶材料,则需要开气隙,气隙长度可根据式 (9.6-38) 进行计算。

5.2.5 计算绕组匝数及线径

绕组匝数及线径按电池供电方式下的最大长时过载倍数 k_2 进行计算,电感器的并联个数为 N_L ,每个电感器磁心的电感系数为 AL ,则每个电感器的绕组匝数 N_1 为

$$N_1 = \sqrt{\frac{N_L L}{AL}} \quad (9.6-63)$$

在电池供电、长时过载倍数为 k_2 时,对于 Boost 电路,每个电感器的电流平均值为

$$I_{L+,ave,k2} = \frac{1}{N_L} k_2 I_{B,ave} \quad (9.6-64)$$

每个电感的电流纹波为

$$\Delta I_{L+} = \frac{U_{B,min} D_{B+}}{N_L L f} \quad (9.6-65)$$

每个电感的电流最大值和最小值分别为

$$\left. \begin{aligned} I_{L+,max} &= I_{L+,ave,k2} + \frac{\Delta I_{L+}}{2} \\ I_{L+,min} &= I_{L+,ave,k2} - \frac{\Delta I_{L+}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (9.6-66)$$

每个电感的电流有效值为

$$I_{L+,k2} = \sqrt{\frac{1}{3} (I_{L+,max}^2 + I_{L+,max} I_{L+,min} + I_{L+,min}^2)} \quad (9.6-67)$$

取电流密度为 J (A/mm^2),则电感线圈的导线截面积为

$$A_{Cu} = \frac{I_{L+,k2}}{J} \quad (mm^2) \quad (9.6-68)$$

根据 A_{Cu} 的值选择导线直径,如果导线直径过大,可采用多股线并绕的方式。

在电池供电、长时过载倍数为 k_2 时,对于 Buck-Boost 电路,每个电感的电流平均值为

$$I_{L-,ave,k2} = \frac{1}{N_L} \times \frac{k_2 I_{B,ave}}{D_{B-}} \quad (9.6-69)$$

每个电感的电流纹波为

$$\Delta I_{L-} = \frac{U_{B,min} D_{B-}}{N_L L f} \quad (9.6-70)$$

每个电感的电流最大值和最小值分别为

$$\left. \begin{aligned} I_{L-,max} &= I_{L-,ave,k2} + \frac{\Delta I_{L-}}{2} \\ I_{L-,min} &= I_{L-,ave,k2} - \frac{\Delta I_{L-}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (9.6-71)$$

每个电感的电流有效值为

$$I_{L-,k2} = \sqrt{\frac{1}{3} (I_{L-,max}^2 + I_{L-,max} I_{L-,min} + I_{L-,min}^2)} \quad (9.6-72)$$

取电流密度为 J (A/mm^2),则电感线圈的导线截面积为

$$A_{Cu} = \frac{I_{L-,k2}}{J} \quad (mm^2) \quad (9.6-73)$$

5.2.6 设计校核

5.2.6.1 磁心最大工作磁密的核算

考虑最低市电电压 U_{min} 输入,最大过载倍数 k_1 时 PFC 电感总的最大瞬时峰值电流为

$$I_{L+,pk,max,k1} = I_{L+,ave,max,k1} + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (9.6-74)$$

则每个 PFC 电感器的最大瞬时峰值电流为

$$I_{L+,pk,max,k1} = \frac{1}{N_L} I_{L+,pk,max,k1} \quad (9.6-75)$$

每个电感器磁心的最大磁场强度为

$$H_{L+,max,k1} = \frac{N_1 I_{L+,pk,max,k1}}{l_c} \quad (9.6-76)$$

式中: l_c 为磁心的平均磁路长度。

查阅相应磁心产品的 $B-H$ 曲线,得到磁心最大工作磁密 B_{max} ,如果 B_{max} 小于饱和磁密 B_s ,说明设计合理,否则,要重新设计。

5.2.6.2 磁心窗口面积的校核

磁心窗口填充系数 K_u 为

$$K_u = \frac{N_1 A_{Cu}}{A_w} \quad (9.6-77)$$

式中: A_w 为磁心窗口面积。

如果 K_u 在 0.1~0.5 之间,说明设计合理,否则,要重新设计。

5.2.7 损耗与温升计算

损耗计算按电池供电方式的最大瞬时过载倍数 k_2 考虑。

5.2.7.1 绕组铜耗计算

绕线长度 l_0 与绕组电阻 R_L 的值可根据式 (9.6-50) 和式 (9.6-51) 进行计算,则 Boost 功率因数校正电路的电感铜耗为

$$P_{Cu+} = I_{L+,k2}^2 R_{L+} \quad (9.6-78)$$

Buck-Boost 功率因数校正电路的电感铜耗为

$$P_{Cu-} = I_{L-,k2}^2 R_{L-} \quad (9.6-79)$$

式中: R_{L1+} 为 Boost 电路中每个 PFC 电感器的绕组电阻; R_{L1-} 为 Buck-Boost 电路中每个 PFC 电感器的绕组电阻。

如果要更精确地计算绕组铜耗, 可根据电感器的绕组结构和第 2 章第 5 节的内容来计算考虑集肤效应和邻近效应影响时的电感器绕组铜耗。

5.2.7.2 磁心损耗计算

对于 Boost 校正电路的 PFC 电感, 其交变磁通密度的变化量为

$$\Delta B_+ = \mu_0 \mu_r \Delta H_+ = \frac{\mu_0 \mu_r N_1 \Delta I_{L+}}{l_c} \quad (9.6-80)$$

则交变磁密的峰值为 $B_{pk+} = \Delta B_+ / 2$ 。查阅相应的磁心材料损耗曲线, 得到给定开关频率及 B_{pk+} 值下的磁心损耗密度 P_{V+} (mW/cm^3), 则得到电感铁耗为 $P_{Fe+} = P_{V+} V_e$, 其中 V_e 为磁心体积。对于 Buck-Boost 校正电路的 PFC 电感, 其交变磁通密度的变化量为

$$\Delta B_- = \mu_0 \mu_r \Delta H_- = \frac{\mu_0 \mu_r N_1 \Delta I_{L-}}{l_c} \quad (9.6-81)$$

则交变磁密的峰值为 $B_{pk-} = \Delta B_- / 2$ 。查阅相应的磁心材料损耗曲线, 得到给定开关频率及 B_{pk-} 值的磁心损耗密度 P_{V-} (mW/cm^3), 则得到电感铁耗为 $P_{Fe-} = P_{V-} V_e$ 。

5.2.7.3 总损耗计算

若正、负半周都采用 Boost 电路, 则总损耗 P_z 为

$$P_z = N_L (2P_{Cu+} + 2P_{Fe-}) \quad (9.6-82)$$

若正、负半周都采用 Buck-Boost 电路, 则总损耗 P_z 为

$$P_z = N_L (2P_{Cu-} + 2P_{Fe-}) \quad (9.6-83)$$

若正、负半周一个采用 Boost 电路, 另一个采用 Buck-Boost 电路, 则总损耗 P_z 为

$$P_z = N_L (P_{Cu+} + P_{Cu-} + P_{Fe+} + P_{Fe-}) \quad (9.6-84)$$

式中: N_L 为电感器的并联个数。

5.2.7.4 温升计算

根据式 (9.6-23) 和式 (9.6-24) 及图 9.6-8 计算 PFC 电感的温升。看温升是否满足要求, 如果不满足, 要重新进行设计。

6 EMI 滤波器的设计

图 9.6-15 表示开关电源 EMI 滤波器的一种典型结构, 它既可以滤除共模噪声, 又可以滤除差模噪声。图 9.6-15 中, L_1 和 L_2 为两个单独的差模电感, 其磁心为铁氧体棒或铁粉芯环, 电感量一般为几十至几百微亨, C_1 为 C_X 电容, 一般为陶瓷电容或聚乙脂薄膜电容, 电容量一般选 $0.047 \sim 0.22 \mu\text{F}$, L_1 、 L_2 与 C_1 组成差模噪声滤波器, 滤除差模噪声; L_3 和 L_4 为共模电感, 绕在同一个铁氧体环上, 电感量约为几毫亨, L_3 与 L_4 之差应控制在 2% 以内, C_2 和 C_3 为 C_Y 电容, 电容量约为几纳法, L_3 、 L_4 与 C_2 、 C_3 组成共模噪声滤波器, 滤除共模噪声。

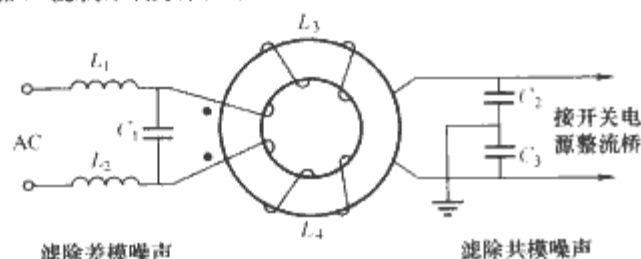


图 9.6-15 开关电源 EMI 滤波器的典型结构

6.1 开关电源 EMI 滤波器的设计步骤

(1) 测量在未接滤波器时的传导干扰。用噪声分离的测量方法, 分别测量在未接滤波器时的共模传导干扰

V_{CM} (dB) 和差模传导干扰 V_{DM} (dB)。

(2) 确定所设计 EMI 滤波器的共模插入损耗和差模插入损耗。由共模、差模传导干扰的测量结果与标准限值, 加上适当裕量可得滤波器的插入损耗, 即

$$IL_{CM}(\text{dB}) = V_{CM}(\text{dB}) - V_{\text{limit}}(\text{dB}) - 3\text{dB} + \text{Margin}(\text{dB}) \quad (9.6-85)$$

$$IL_{DM}(\text{dB}) = V_{DM}(\text{dB}) - V_{\text{limit}}(\text{dB}) - 3\text{dB} + \text{Margin}(\text{dB}) \quad (9.6-86)$$

式中: -3dB 表示在分离共模、差模传导干扰的测试过程中测试结果比实际值大 3dB ; Margin 为设计裕量, dB , 一般取 6dB ; V_{limit} (dB) 为相关标准 (如 CISPR、FCC、VDE 等) 规定的传导干扰限值。

根据计算结果可以作出滤波器的差损—频率曲线。

(3) 根据噪声源阻抗特性及“阻抗失配”原则确定 EMI 滤波器的结构形式。

(4) 确定滤波器的转折频率。在第 (2) 步所确定的插损—频率曲线上作 $40\text{dB}/\text{dec}$ 直线, 使插损—频率曲线上的各点位于该直线的下边。该直线与频率轴的交点就是 EMI 滤波器的转折频率 f_R 。

(5) 根据滤波器的转折频率 f_R 确定滤波器的元件参数。

1) 共模滤波器参数的确定。先选定 C_Y 电容, 因受漏电流的限制, 在 $220\text{V}/50\text{Hz}$ 交流电源系统中, 一般 C_Y 最大选 4700pF 。再根据公式 $f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{CM} C_Y}}$ 计算共模电感 L_{CM} 。

2) 差模滤波器参数的确定。先选定 C_X 电容 (一般为 μF 级), 再根据 $f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{DM} C_X}}$ 计算差模电感 L_{DM} 。如果不采用单独的差模电感, 则可取共模电感的 $0.5\% \sim 2\%$ 作为差模电感。

(6) 高频段的调整。由上述方法设计的 EMI 滤波器在低频段具有很好的设计准确性, 但在高频段, 由于受辐射干扰或者寄生参数以及滤波器物理结构的影响, 可能出现传导干扰超标的现象, 可以从以下几个方面进行检查:

1) 电感元件分布电容的影响。该分布电容相当于与电感相并联, 如图 9.2-28 所示。随着频率的升高, 分布电容对滤波器性能的影响增大, 使滤波器的高频插入损耗降低。减小电感分布电容的办法有: ①减小绕组匝数, 如果要保持电感量不变, 可以选择截面积或磁导率较大的磁心; ②采用环型磁心, 并将电感元件的输入端与输出端尽量分开, 以减小耦合。

2) 辐射干扰的影响。辐射干扰对 EMI 滤波器的影响与滤波器的物理结构以及安装方式有很大的关系。要减小辐射干扰的影响, 可采取将滤波器屏蔽的办法, 并将滤波器与辐射源尽量拉开距离, 使滤波器的输入端紧靠设备的外壳, 图 9.6-16 给出了 EMI 滤波器的几种安装方式。

3) 消除滤波器的谐振。在谐振频率附近, 滤波器的阻抗非常低, 因此必须避免滤波器的谐振点落在传导干扰的测试频带内。可以用网络分析仪测试滤波器是否有谐振点位于测试频率范围内, 若有, 则应调整元件的参数或滤波器的结构以消除谐振点。

4) 消除滤波器与噪声源内阻的谐振。在一定的条件下, EMI 滤波器与开关电源的输入阻抗构成振荡器, 它是系统潜在的不稳定因素。为了防止这种不稳定性, 要求滤波器的输出阻抗小于开关电源的开路输入阻抗, 在此情况下, 回路增益和电力线传输基本上不受影响。可使 EMI 滤波器的谐

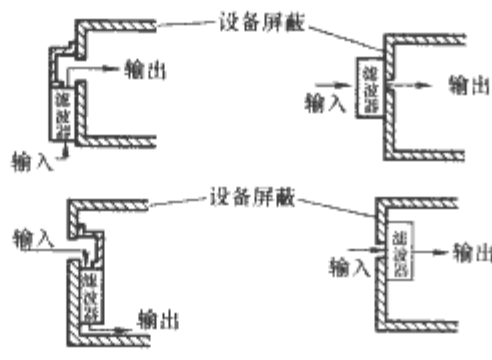


图 9.6-16 开关电源 EMI 滤波器的几种安装方式

振频率远离开关电源输出滤波器的有效谐振频率来消除谐振。一般是通过对输入滤波器采用较低的谐振频率或改变输出滤波器中电感和电容元件的参数来达到目的。当滤波器无损耗阻尼时，则应首先降低输入滤波器或（和）输出滤波器的品质因数 Q 值。可在设备内部加电感或电容来改变谐振点，以使谐振点落在测试频带之外。

由多级 LC 低通滤波器构成的 EMI 滤波器的设计步骤与上述方法类似。

6.2 开关电源 EMI 滤波器的设计流程

开关电源 EMI 滤波器的设计流程如图 9.6-17 所示。

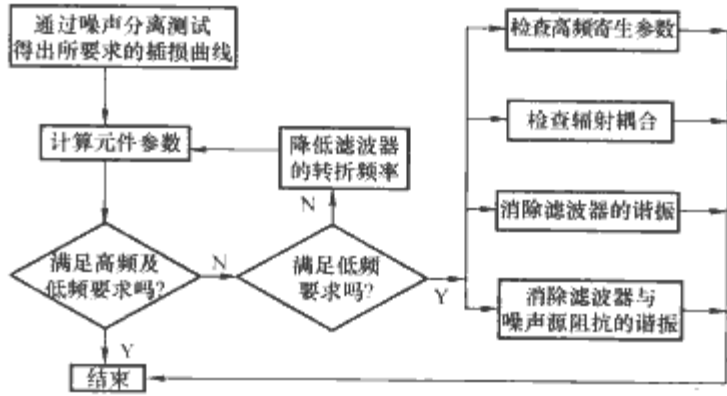


图 9.6-17 开关电源 EMI 滤波器的设计流程

第7章 磁放大器及尖峰抑制器的设计

磁放大器和尖峰抑制器是利用具有高磁导率矩形磁滞回线的磁性材料制作而成的磁性元件。本章介绍磁放大器和尖峰抑制器的工作原理并给出具体设计实例。

1 磁放大器的设计

1.1 磁放大器的基本原理

磁放大器是利用高频下低损耗高磁导率矩形磁滞回线材料制作而成的磁性元件，被广泛用于多路输出开关电源中，可以用于调节除主反馈输出之外的各路输出电压，保证多路输出开关电源具有高的稳压精度和好的负载调整率。磁放大器调节器具有电路简单、可靠性高、效率高、噪声低、精度高和小型化的特点。

磁放大器通过调节开关变压器二次侧的脉冲宽度来达到输出稳压的目的。其中开关功能是由饱和电感来完成的，电感磁心材料应具有接近矩形的磁滞回线，即高矩形比、高磁导率和小极限磁滞回线面积。例如非晶态合金的磁心就具有矩形比较高、矫顽力低、磁心损耗低的特点，可以满足磁放大器对磁心材料的要求。当磁心未饱和时，磁放大器呈现出高阻抗，只能流过微弱的电流（励磁电流），处于关断状态。当磁心饱和后，磁放大器呈低阻抗，允许流过负载电流，且只有很小的导通压降，此时，磁放大器处于开通状态。这种开关动作方式是磁放大器作为后级电压调整器的基础。主要是利用了电感的饱和与线性两种状态来调节变压器二次侧的脉冲宽度，达到输出稳压的目的。如果饱和电感的矩形度很好，则其可类比为理想开关：饱和时为开通状态，线性时为关断状态。

下面针对图 9.7-1 中的虚线框部分，用双管正激变流器做后级稳压调整器的磁放大器电路，叙述其工作原理。图 9.7-1 中，V1、V2 和 VD1、VD2 组成双管正激一次侧电路。二极管 VD3、VD4 和 VD5、VD6 分别是主路和辅路的整流二极管和续流二极管。 L_1 是调节辅路输出的磁放大器电感。如图 9.7-2 所示，假设 t_0 时，磁放大器 L_1 的工作点在 c 点。

模态 1 [t_0, t_1]：V1、V2 导通， t_0 时刻 A 点电压为正电压， L_1 迅速由 $c \rightarrow d$ ，本阶段， L_1 的工作点在 da 线段上，正向阻断，续流管 VD4 导通，变压器输出电压加在 L_1 上，

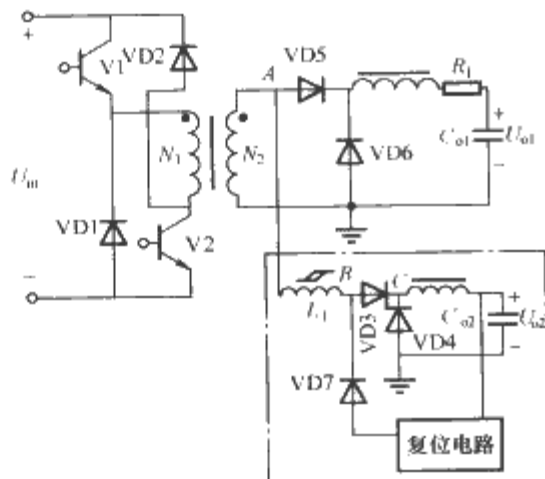


图 9.7-1 多路输出的双管正激电路图

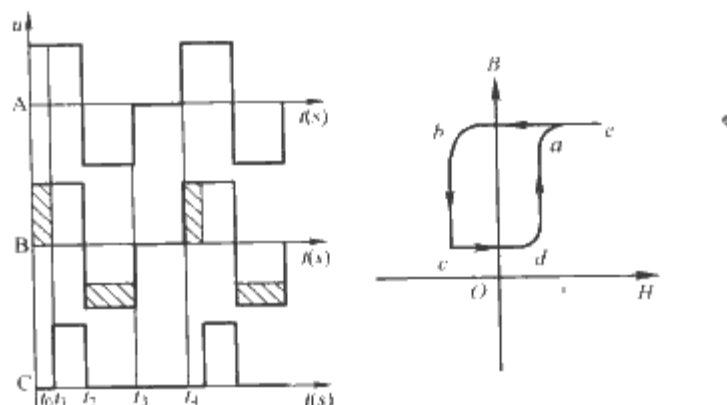


图 9.7-2 磁放大器工作原理

图 9.7-1 中的 B 点为磁放大器的输出，此时 B 点为 0 电平。

模态 2 [t_1, t_2]：V1、V2 导通， L_1 正向饱和，工作点进入 ae 线段，磁放大器正向导通。A、B、C 点电平相同，VD3 导通，VD4 截止。

模态 3 [t_2, t_3]：V1、V2 关断， t_2 时刻，A 点变负，由于 L_1 已正向饱和，故 VD3 截止，VD4 续流，给 L_1 去磁的二极管 VD7 导通， L_1 的工作点进入 bc 线段。如图 9.7-2 所示，两块阴影部分的面积相等，即伏秒面积相等。 t_3 时刻， L_1 的工作点回到 c 点。

模态 4 [t_3, t_4]： t_3 时刻，VD1、VD2 关断，一次侧复位结束，A 点为 0， L_1 的磁通不变，工作点仍在 c 点。

从上述分析可知， L_1 的工作点正向总能到饱和，而负向则不一定。负向饱和时， L_1 在关断状态的时间最长。

1.2 设计要点

完整的磁放大器电路包括三部分：磁放大器电感、磁放大器复位电路及磁放大器控制电路。因此，电路设计也包括三部分。下面分别加以介绍。

1.2.1 磁放大器电感的设计

1.2.1.1 决定磁放大器所要承受的最大伏秒面积

由前面的工作原理可知，磁放大器工作在负饱和时，关断时间最长，承受最大的伏秒面积，即

$$\Delta \Psi_{\max} = Ut \quad (9.7-1)$$

式中： $\Delta \Psi_{\max}$ 为磁心承受的最大伏秒面积； U 为脉冲电压的幅值； t 为脉冲前沿所需的最大延迟时间。

根据磁放大器是否具有输出过流关断功能，磁心承受的最大伏秒面积不同。当要求具有过流关断能力时，磁放大器最大需要承受整个二次侧正向脉冲以及相应的最大伏秒面积。如果磁放大器仅需要实现稳压，则磁放大器只是阻断部分二次侧正向脉冲及承受相应的最大伏秒面积。考虑到磁放大器动态调节的需要，磁放大器应有足够的伏秒面积裕量，以便在电路的动态过程中能够达到稳压的目的。

1.2.1.2 磁性元件的设计

磁心的选择有两种方法，一种是先确定磁心的温升和功率损耗，再由此计算所需的磁心的横截面积乘积和填充率，再选定磁心；第二种是先选取导线确定导线截面积，然后计算磁心的窗口面积 A_w 与导磁面积 A_c 乘积（简称面积积），

电流引起的尖峰,有效地减小了电路的噪声。通常尖峰抑制器有两种形式:一种是磁珠结构,只用于单匝线圈;另一种是可绕制多匝线圈的磁环结构。其工作原理相同,只是磁珠体积较小,常常直接套在器件的管脚使用,对于反向恢复电流的抑制能力也有限。

尖峰抑制器能够很好地抑制电路中的噪声,下面以图 9.7-4 所示的电路为例,结合图 9.7-5 说明与 VD1 串联的尖峰抑制器的工作原理。

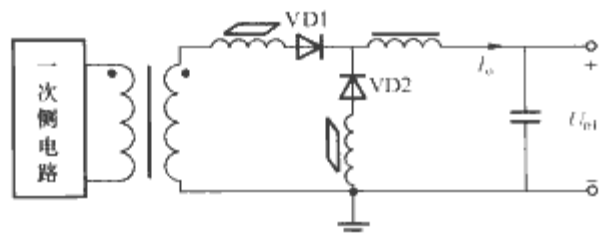


图 9.7-4 尖峰抑制器应用的典型电路

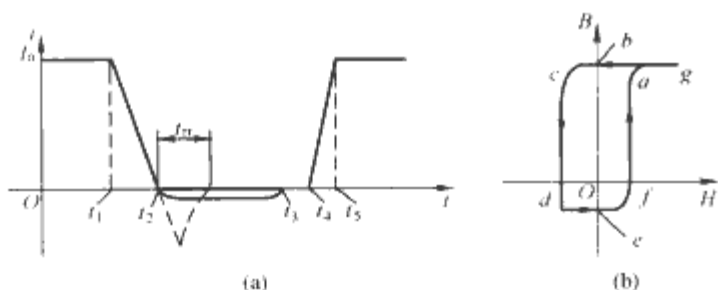


图 9.7-5 尖峰抑制器抑制二极管反向恢复电流的原理
(a) 波形图; (b) 磁化曲线

(1) 模态 1 $[t < t_1]$ 。二极管 VD1 导通,电流 I_o 使得磁心工作在图 9.7-5 (b) 所示的磁化曲线的 ag 段,尖峰抑制器处于饱和状态,呈现低阻抗。

(2) 模态 2 $[t_1, t_2]$ 。二极管 VD1 关断,电流逐渐减小到零,磁心工作在图 9.7-5 (b) 所示的磁化曲线的 ab 段,由于尖峰抑制器磁心的 BH 曲线为矩形磁滞回线,因此尖峰抑制器仍然处于饱和状态,呈现低阻抗。

(3) 模态 3 $[t_2, t_3]$ 。如图 9.7-5 (a) 所示,二极管反向恢复,电流变负,磁心退饱和,磁心工作在图 9.7-5 (b) 所示的磁化曲线的 bcd 段。由于磁心具有矩形磁滞回线,退饱和后磁导率很高,对外表现出很大的电感值,因此,尖峰抑制器有效地阻止了二极管的反向恢复电流产生的高 di/dt ,使硬恢复变成了软恢复,电路噪声大大减小。 t_3 时刻,二极管反向恢复过程结束。

(4) 模态 4 $[t_3, t_4]$ (二极管反向恢复完成)。二极管 VD1 反向恢复完成之后,尖峰抑制器的励磁电流为零,由于磁心具有矩形磁滞回线,磁心磁通不变,迅速回到纵坐标上,磁心工作在图 9.7-5 (b) 所示的磁化曲线的 e 点。

(5) 模态 5 $[t_4, t_5]$ (二极管开通)。当下一周期开始时,二极管 VD1 再次导通,磁心经 efa 最后到 ag 段,正向饱和。

2.2 设计要点

2.2.1 磁心的选取

从工作原理可以看出,尖峰抑制器具有优良的抑制噪声的性能,其磁心总是工作在正向饱和,最小磁密随工作条件而变化。不考虑余量,尖峰抑制器的总磁通 Φ_c 应满足式 (9.7-13)

$$\Phi_c = \Delta\Phi = 2B_s A_c \geq U_r t_{rr} / N \quad (9.7-13)$$

式中: B_s 为饱和磁密; N 为尖峰抑制器的匝数; U_r 为磁珠两端电压; t_{rr} 为二极管反向恢复时间。

由式 (9.7-13) 可以看出,对于特定的磁心,其总磁通 Φ_c 为常数。对于磁珠,令 N 为 1,根据式 (9.7-13) 的计算结果就可以选择适当的非晶磁珠。

对于采用磁环形式的尖峰抑制器,令其填充系数为 K_c ,电流密度为 J ,磁心窗口面积为 A_w ,则有

$$\Phi_c A_w = 2B_s A_c A_w \geq \frac{U_r t_{rr} I_{rms}}{JK_c} \quad (9.7-14)$$

由于尖峰抑制器与二极管串联,最大有限值电流满足 $I_{rms} \leq \sqrt{2} I_o / 2$,取 $J = 4 \text{ A/mm}^2$ 。考虑到尖峰抑制器的填充系数 K_c 一般为 $0.1 \sim 0.15$,故取 $K_c = 0.12$,代入式 (9.7-14) 并取近似得

$$\Phi_c A_w \geq 1.5 \times U_r t_{rr} I_o \quad (9.7-15)$$

受 J 的单位和影响,式 (9.7-15) 中 A_w 的单位为 mm^2 。根据式 (9.7-15) 的计算结果就可以选择适当的非晶磁环。

2.2.2 导线线径

导线直径 d 满足

$$\frac{\pi d^2}{4} \geq \frac{\sqrt{2} I_o}{2J} \quad (9.7-16)$$

取 $J = 4 \text{ A/mm}^2$,代入式 (9.7-16) 并取近似得

$$d \geq 0.5 I_o \quad (9.7-17)$$

2.2.3 线圈匝数

根据式 (9.7-13) 可知尖峰抑制器的绕组匝数满足

$$N \geq \frac{U_r t_{rr}}{\Phi_c} \quad (9.7-18)$$

从图 9.7-5 可以看出,实际尖峰抑制器的磁心退饱和的时间大于 t_{rr} ,考虑裕量,可按照式 (9.7-17) 计算尖峰抑制器的绕组匝数 N ,即

$$N \geq \frac{3U_r t_{rr}}{\Phi_c} \quad (9.7-19)$$

2.3 设计实例

下面以东芝磁心手册提供的设计实例来说明具体设计过程。

2.3.1 实例一

正激变流器的续流二极管参数及相关电路参数如下:输出电压 $U_o = 12 \text{ V}$,反向恢复时间 $t_{rr} = 35 \text{ ns}$,占空比 $D = 0.3$ 。选择尖峰抑制器。

由图 9.7-4 可知,在二极管的反向恢复过程中,二次绕组电压全部加在尖峰抑制器上。由于正激变流器的占空比通常小于 0.5 ,因此 VD2 管串联的尖峰抑制器两端电压更高,则 $U_r = 12/0.3$ 代入式 (9.7-13) 计算得到

$$\Phi_c \geq U_r t_{rr} = \frac{12 \times 35 \times 10^{-9}}{0.3} \text{ Wb} = 1.4 \times 10^{-6} \text{ Wb}$$

由计算值查东芝公司提供的尖峰抑制器参数,如表 9.7-1 所示,则选取东芝公司的 AB3 \times 2 \times 6W。

表 9.7-1 东芝尖峰抑制器磁珠规格

型 号	尺寸(mm)			总磁通 (μWb)(min)
	外径(max)	内径(min)	高(max)	
AB3 \times 2 \times 3W	4	1.5	4.5	0.9
AB3 \times 2 \times 4.5W	4	1.5	6.0	1.3
AB3 \times 2 \times 6W	4	1.5	7.5	1.8
AB4 \times 2 \times 4.5W	5	1.5	6.0	2.7
AB4 \times 2 \times 6W	5	1.5	7.5	3.6
AB4 \times 2 \times 8W	5	1.5	9.5	4.8

2.3.2 实例二

正激变流器的续流二极管参数及相关电路参数如下：输出电压 $U_o = 24\text{V}$ ，反向恢复时间 $t_{rr} = 35\text{ns}$ ，占空比 $D = 0.3$ ，输出电流 2A 。选择尖峰抑制器的磁心。

由于输出电压较高，选择尺寸较大的磁环作为尖峰抑制器。

将给定电路参数代入式 (9.7-15) 得到

$$\begin{aligned}\Phi_c A_w &\geq 1.5 U_r I_o t_{rr} \\ &= \left(\frac{24 \times 2 \times 60 \times 10^{-9} \times 1.5}{0.3} \right) \mu\text{Wb} \cdot \text{mm}^2 \\ &= 14.4 \mu\text{Wb} \cdot \text{mm}^2\end{aligned}$$

由计算值查东芝公司提供的磁环参数，如表 9.7-2 所示，则选取东芝公司的 $\text{SA}7 \times 6 \times 4.5$ ， $\Phi_c = 1.82 \times 10^{-6} \text{Wb}$ 。

根据式 (9.7-17) 计算导线直径 d

$$d \geq (0.5 \times \sqrt{2}) \text{mm} = 0.707 \text{mm}$$

选择 0.7mm 导线。

表 9.7-2 东芝尖峰抑制器磁环规格和磁性能

型号	尺寸 (mm)			总磁通 (μWb) (min)	$A_L^{\text{①}}$ (μH) (min)	$\Phi_c A_w$ ($\mu\text{Wb} \cdot \text{mm}^2$)	A_e (mm^2)
	外径 (max)	内径 (min)	高 (max)				
SA7×6×4.5	9	4.4	7.5	1.82	1.1	28	1.69
SA8×6×4.5	10	4.4	7.5	3.65	2.0	55	3.38
SA10×6×4.5	12.3	4.4	7.5	7.29	3.3	111	6.75
SA14×6×4.5	16.3	6.3	7.5	10.94	3.0	341	10.13

① 50kHz、80A/m 时测试。

将 $\text{SA}7 \times 6 \times 4.5$ 的总磁通代入式 (9.7-19) 计算匝数为

$$N \geq \frac{U_r \times 3 \times t_{rr}}{\Phi_c} = \frac{24 \times 3 \times 60 \times 10^{-9}}{0.3 \times 1.82 \times 10^{-6}} = 7.9$$

取匝数为 8 匝。

最后设计结果为磁心 $\text{SA}7 \times 6 \times 4.5$ ，导线直径为 0.7mm ，匝数为 8 匝。

第8章 平面磁性元件的应用与设计

“短、小、轻、薄”是当今开关电源发展的主要趋势之一，要做到“短、小、轻、薄”，最主要的是提高功率密度和采用低高度、体积和质量小的元器件。采用平面磁性元件（简称平面磁件）可以显著降低开关电源的体积和高度，提高其功率密度和性能，从而成为实现开关电源“短、小、轻、薄”的重要手段。本章介绍了高频 PCB 平面磁件和薄膜型平面磁件的应用和设计。

1 高频平面 PCB 变压器

1.1 平面 PCB 变压器的结构

平面（planar）变压器的外形如图 9.8-1 所示。它是一种呈低高度扁平状或超薄型（low-profile）的变压器，高度远小于传统变压器。平面变压器用平面磁心和平面结构绕组实现，工作频率高（磁心采用 3F4 材料，频率可达 3MHz），面积与体积之比大，因而体积小，能量密度大（每克约 100W），效率高（通常为 97%~99%），产品外观和参数一致性好，漏感和电磁干扰小，适合于自动化表面贴装（SMD），可以较好地实现低压大电流输出，尤其适用于空间或高度存在限制或对节能及散热要求苛刻的地方，适用于通信电源、便携式电子设备（如笔记本电脑）的高密度电源和卡片式 UPS 电源等，能适应当今开关电源“短、小、轻、薄”的发展趋势。平面变压器的性能与诸多因素有关，如绕组结构布置、绕组端部、绕组导体的宽度和厚度、磁心材料、磁心结构和几何尺寸等。

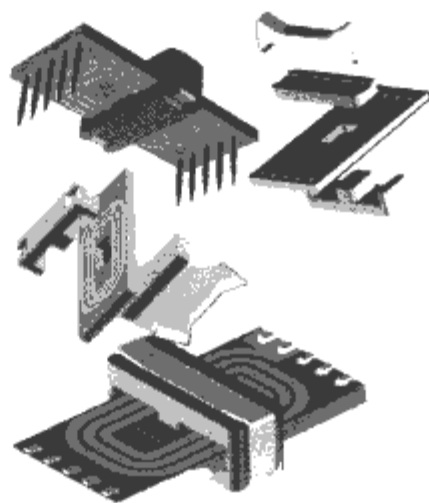


图 9.8-1 平面变压器的外形

平面变压器的磁心通常采用平面 EI 型铁氧体，飞利浦公司首先提出了平面结构的铁氧体磁心，如图 9.8-2 所示。平面变压器的绕组导体通常做成宽片状的印制电路板

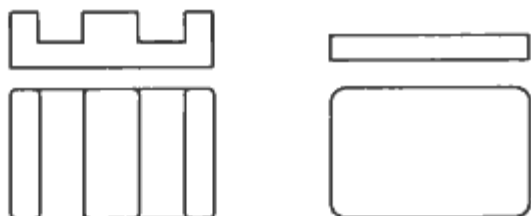


图 9.8-2 平面 EI 型铁氧体磁心

（PCB）而形成 PCB 变压器，也可以采用铜箔，以增大散热面积，减小在高频工作时由集肤效应所引起的涡流损耗并有利于散热，例如，传统电源变压器绕组的电流密度为 2~6A/mm²，而平面变压器的电流密度最高可达 20A/mm²。

平面变压器在开关电源中可以有三种安装方式。第一种为独立安装方式，即使平面变压器的一次、二次绕组形成一个多层 PCB 板，如图 9.8-3（a）所示，像传统变压器那样，作为一个单独的部件安装在电源母板上，如图 9.8-3（b）所示。有时为了降低变压器的高度，可以预先在电源母板上开槽，把变压器磁心镶嵌在内，而让变压器的 PCB 板直接放在电源母板上，如图 9.8-3（c）所示。第二种为集成安装方式，即把平面变压器的绕组直接印在电源母板上，并在主板上预留安装磁心的孔位，然后把平面 EI 型磁心装上去，如图 9.8-4 所示。第三种安装方式把前两种相结合，称为混合安装方式。它是把一部分绕组印在电源母板上，在母板上预留安装磁心的孔位，而把另一部分绕组做成一个单独的 PCB 板，连同磁心一起装在电源母板上，如图 9.8-5 所示。平面变压器的两片磁心可以用胶黏合在一起，也可以用夹子夹在一起，如图 9.8-1 所示。

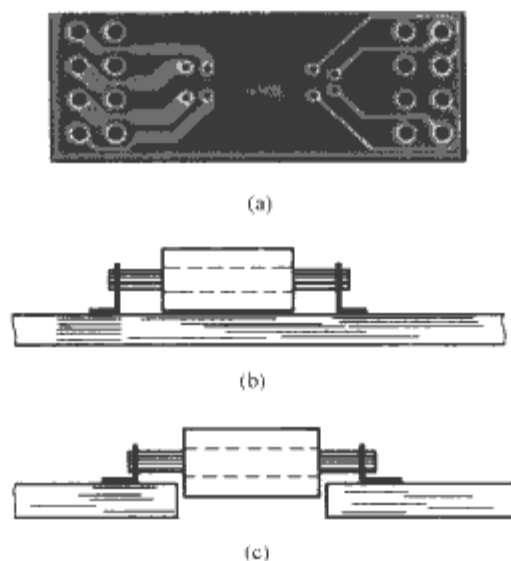


图 9.8-3 平面变压器在电源母板上的独立安装方式

（a）平面变压器多层 PCB 绕组；（b）独立安装方式；（c）电源母板开槽的独立安装方式

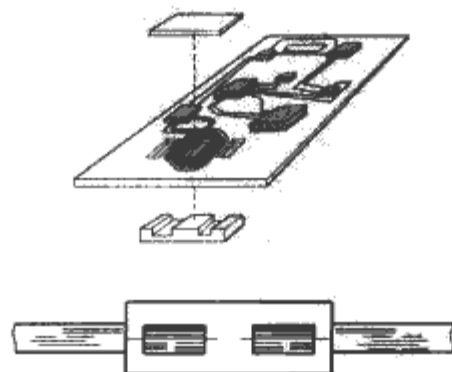


图 9.8-4 平面变压器在电源母板上的集成安装方式



图 9.8-5 平面变压器在电源母板上的混合安装方式

1.2 平面 PCB 变压器的设计

1.2.1 磁心最大工作磁密的计算

设变压器磁心损耗占其总损耗的一半，则变压器磁心最大功率损耗密度 P_v 与变压器磁心体积 V_e 及最大允许温升 ΔT 的关系为

$$P_v = \frac{12\Delta T}{\sqrt{V_e}} \quad (\text{mW/cm}^3) \quad (9.8-1)$$

铁氧体的功率损耗密度 P_v 与其频率 f 、峰值磁密 B_{peak} 和温度 T 的关系如式 (9.2-59) 和式 (9.2-60) 所示。由此可得到磁心所允许的最大工作磁密 B_{peak} 为

$$B_{\text{peak}} = \left(\frac{P_v}{C_m C_T f^2} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (\text{T}) \quad (9.8-2)$$

1.2.2 绕组导体在磁心窗口中的分布

在确定了磁心最大工作磁密后，可根据变流器拓扑结构及变压器类型计算变压器一次、二次绕组的匝数。首先，需要确定变压器绕组在各层 PCB 上的分布。当变压器电流流过其 PCB 绕组时会引起温升，为了更好地散热，通常让内外层绕组导体对称分布。为了减小邻近效应，可以将一次、二次绕组交错布置，即形成所谓的“三明治”结构。

PCB 绕组的铜箔厚度通常取标准厚度，如 35、70、105 μm 或 140 μm ，铜箔越厚，电流密度越小，温升越低，但成本越高。此外，用于超薄型覆铜板的铜箔厚度有 5、9、12 μm 和 18 μm 。GB 4943—2001 规定：对于多层印制板的内层，可以认为印制线路板同一层上两个相邻印制导线间的距离为绝缘穿透距离；在双面单层印制板/多层印制板和金属线芯印制板上的导电层之间的附件绝缘或加强绝缘，应至少有 0.4mm 的厚度。

PCB 绕组的铜箔宽度由其所流过的电流和最大电流密度决定，绕组匝间铜箔距离的大小决定于制造精度和制造成本。通常，若铜箔厚度为 35 μm ，则铜箔间距大于 150 μm ；若铜箔厚度为 70 μm ，则铜箔间距大于 200 μm 。

1.2.3 PCB 温升的计算

为了计算由电流所引起的 PCB 温升，需要计算电流有效值。在 PCB 中导体截面与电流有效值的关系如图 9.8-6 所示。对于单个导体或相距不是很近的多个导体，在给定温升下，根据图 9.8-6 可直接计算导体宽度、厚度、截面积及所能通过的最大电流。对于多个导体并联的情况，如果各导体相距很近，可以

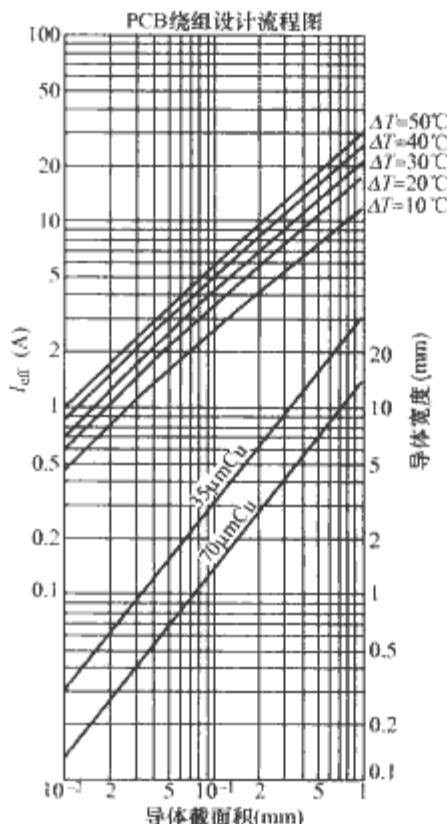


图 9.8-6 PCB 绕组温升与电流和导体尺寸的关系

通过求得其总截面积和总电流得到其温升。

1.3 平面 PCB 变压器的设计举例

1.3.1 技术指标

本节研制的多层 PCB 平面变压器用于正激变流器，输入电压 U_{in} 为 33~72V，额定输入电压 $U_{\text{in}}=48\text{V}$ ，输出电压 U_o 为 4.5~5.5V，开关频率 $f=330\text{kHz}$ ，输出功率 $P_o=150\text{W}$ ，输出电流 $I_o=30\text{A}$ ，输入电流 $I_{\text{in}}=3.77\text{A}$ (48V 输入时)，一次、二次耐压为 1500V DC，最大占空比 $D_{\text{max}}=0.667$ 。

1.3.2 磁心选取

根据对磁心形状、尺寸和开关频率的要求，本节选取飞利浦公司的 E/PLT22/8.2/16 磁心，如图 9.8-2 所示。磁心材料选取 3F3 型号，其技术参数如表 9.8-1 和表 9.8-2 所示。

表 9.8-1 3F3 磁性材料参数

材料	μ_i	B_{min}	$P_{v,\text{max}}$	$T_{c,\text{min}}$
3F3	1800	400mT	0.8W/cm ³ (400kHz, 100mT)	200℃

表 9.8-2 E/PLT22/8.2/16 磁心参数

型号	$V_c(\text{mm}^3)$	$l_e(\text{mm})$	$A_e(\text{mm}^2)$	质量(g)	高度(mm)
E/PLT22	2040	26.1	78.5	4	8.2

1.3.3 分析计算

根据法拉第电磁感应定律，取变压器的一次绕组匝数 $N_1=4$ ，其工作磁密 B_m 为

$$B_m = \frac{U_{\text{in,min}} D_{\text{max}}}{f N_1 A_e} = 0.212 \text{ T}$$

由表 9.8-1 可知，变压器磁心不会饱和，故初步取变压器的一次绕组匝数为 $N_1=4$ 可行。根据集肤效应计算式 (9.2-62)，频率 $f=330\text{kHz}$ 的电流穿透深度为 $\delta=0.115\text{mm}$ ，即绕组线径应不大于 0.23mm。

变压器一次、二次绕组均采用多层 PCB 绕组，12 层 PCB 总厚度为 2.8mm，EPLT22 磁心窗口高度为 3.2mm，故可装得下 12 层 PCB 绕组。绕组铜箔厚为 0.07mm，一次绕组为 4 匝，每个线圈需 2 层 PCB，铜箔宽为 2.1mm，采用 2 并的办法；二次绕组为 1 匝，每个线圈为 1 层 PCB，铜箔宽为 4.5mm，采取 6 并的办法；一次侧电流密度 $J_1=[3.77/(2 \times 0.07 \times 2.1)] \text{ A/mm}^2=12.8 \text{ A/mm}^2$ ；二次侧电流密度 $J_2=[30/(6 \times 0.07 \times 4.5)] \text{ A/mm}^2=15.9 \text{ A/mm}^2$ 。由于 PCB 的最高电流密度可达到 20A/mm²，故满足要求。

1.3.4 PCB 变压器绕组导体在磁心窗口中的分布

多层印制板是由三层以上的导电图形层与绝缘材料层交替地经层压黏合在一起而成的印制板。制作多层板的材料目前主要为覆铜箔环氧玻璃布层压板 (FR-4)。FR-4 有多种规格，最典型的有两种，区别在于玻璃化温度 (140℃ 和 170℃)。多层板内铜箔的厚度目前可做到 140 μm ，基板厚度为 0.1、0.2、0.3mm 和 0.4mm。本节中 12 层 PCB 变压器的绕组结构如图 9.8-7 所示。

1.3.5 试验测试

12 层 PCB 平面变压器样机如图 9.8-8 所示，其测试结果如下。

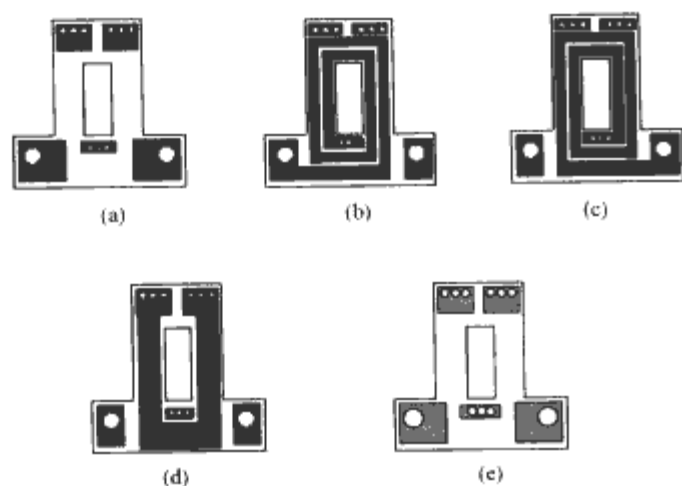


图 9.8-7 12 层 PCB 变压器的绕组结构
(a) 上表面; (b) 一次线组; (c) 一次绕组;
(d) 二次绕组; (e) 下表面

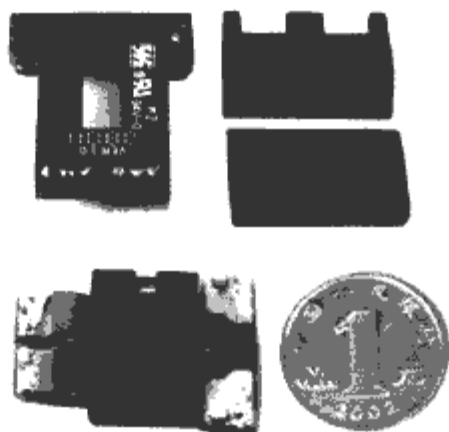


图 9.8-8 12 层 PCB 平面变压器样机

(1) 变压器测试。

1) 测试变压器一次、二次绕组间的耐压及电感如表 9.8-3 所示。

2) 耐压测试条件: 电压为 1500V DC, 时间为 30s, 电流为 1mA。

3) 电感测试条件: 电压为 1V, 频率为 100kHz, 电感单位为 μH 。

(2) 模块效率测试。

1) 常温 (25°C): 效率 $\eta = 5.000\text{V} \times 30.01\text{A} / (48.21\text{V} \times 3.67\text{A}) = 84.8\%$ 。

2) 高温 (96°C 基板): 效率 $\eta = 4.933\text{V} \times 30.01\text{A} / (48.21\text{V} \times 3.73\text{A}) = 83.33\%$ 。

3) 高温 (123°C 基板): 效率 $\eta = 4.977\text{V} \times 30.01\text{A} / (48.21\text{V} \times 3.77\text{A}) = 82.17\%$ 。

表 9.8-3 变压器一次、二次绕组间的耐压及电感

序号	1	2	3	4	5
耐压	OK	OK	OK	OK	OK
自感 (μH)	70.5	70.4	70.5	70.6	70.5
漏感 (μH)	0.02	0.06	0.06	0.04	0.05

对于本例中的平面型多层 PCB 变压器, 铜箔厚度为 $70\mu\text{m}$, 每层 PCB 厚度小于 0.4mm , 满足绕组的多层 (4~12 层) 和低高度 (2~3mm) 要求。通过高温试验可知, 在通过大电流时, PCB 变压器铜箔的发热不会引起铜箔与绝缘基材的分层。通过电源模块试验可知, 变压器中的电流密度取 $15.9\text{A}/\text{mm}^2$ 较为可行。在多层 PCB 布板时, 1500V DC 耐压的绝缘距离取 1mm 可以满足要求。这种平面多层 PCB 变

压器可广泛应用于 DC/DC 高频开关电源中。

2 薄膜型平面磁件

近年来, 为了进一步降低磁件的高度, 减小磁件的体积, 并便于集成化, 人们采用磁性薄膜材料做磁心来制作磁件。

2.1 薄膜的制备方法

薄膜学是近几年在物理学中发展起来的一个独立而重要的分支, 它所研究的物体具有一个共同的特征, 那就是表征物体大小的三维尺度中有一个是极其微小的, 其制作方法也不同于常见的三维物体。制备薄膜的方法有溅射镀膜、真空蒸发镀膜、离子镀、化学气相沉积 (CVD)、电化学制膜等。其中, 溅射镀膜可溅射金属半导体、绝缘体、化合物和混合物等多种物质, 形成的膜与基板之间的附着性好、膜的密度高、针孔小, 且由于放电电流和靶电流可以控制, 因而薄膜的厚度可以控制、重复性好, 高频软磁薄膜通常采用这种方法进行制备。

2.2 薄膜电感器

随着信息技术的高速发展, 要求电子系统中的元器件不断地向着小、轻、薄、精方向发展。在个人电脑、手机、数码相机、可视电话中, 都需要通过升降压来完成电路电能的供给, 而电感器是其中的主要部件之一。通过电感器的薄膜化, 可以使三维立体结构的磁心电感器向着二维平面结构发展, 大大减少系统尺寸, 并随着多种低损耗、高起始磁导率、高饱和磁化强度、宽工作温度范围的高频薄膜软磁材料的研制成功而使得制作高频薄膜电感成为现实。采用真空薄膜工艺制作的电感器, 可靠性高, 易于集成化和片式化, 非常适合于自动化表面装贴技术 (SMT), 并且由于其尺寸小、高频特性好等优点, 已成为国内外研究的热点。

2.2.1 薄膜电感器的绕组类型

(1) 栅极型薄膜电感器。栅极型薄膜电感器绕组结构如图 9.8-9 所示。图 9.8-9 (a) 所示薄膜电感器的电感量可达 140nH , 在频率为 $6 \times 10^3\text{MHz}$ 附近, 电感量可达到最大值 150nH 。图 9.8-9 (b) 所示薄膜电感器的底边长为 4mm , 高为 3.5mm , 电感量密度达到 $2.9\text{nH}/\text{mm}^2$, 比同规格的如图 9.8-9 (a) 所示类型的薄膜电感器的电感量密度提高了 38%。

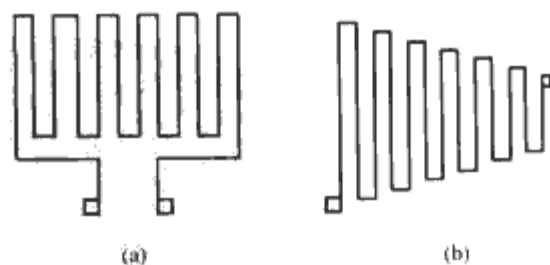


图 9.8-9 栅极型薄膜电感器的两种绕组结构
(a) 栅极型结构一; (b) 栅极型结构二

(2) 螺旋型薄膜电感器。这是一种较为常见的电感器绕组结构, 它包括矩形螺旋结构、圆形螺旋结构和双螺旋形结构。螺旋型薄膜电感线圈绕制紧密, 电感量除了来自于其自感以外, 更大的部分来自于匝间互感, 绕制越紧密, 电感量越大。磁性材料一般选用坡莫合金、 FeCoB 、 CoNbZr 、 FeCrTaN 等, 绕线采用光刻和掩膜法, 其结构如图 9.8-10 所示, 当频率为 5MHz 时, 面积为 $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ 的这种电感器的电感量为 $1 \times 10^3\text{nH}$, 品质因数达到 4。日本 Tohoku 大

学制作的无绝缘层闭合磁路的薄膜电感器减小了杂散电容, 如图 9.8-11 所示, 它采用了基片/底部磁性层/绝缘层/掩膜线圈/绝缘层/顶部磁性层/保护层/保护层的结构, 其电感量为三明治结构薄膜电感的两倍。

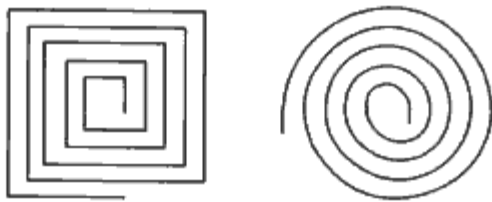


图 9.8-10 螺旋型薄膜电感的两种绕组结构

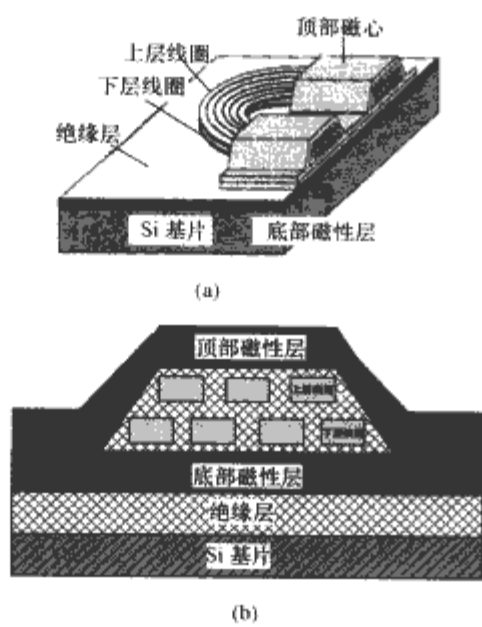


图 9.8-11 螺旋型薄膜电感结构
(a) 外形; (b) 截面

(3) 螺线管型薄膜电感器。该类型电感结构如图 9.8-12 所示。它将铜绕组像绕制螺线管一样缠绕在一个条状磁心上, 从几何外形来看, 可以将它看作传统的电感器, 只不过磁心和绕组采用了薄膜工艺来制造。

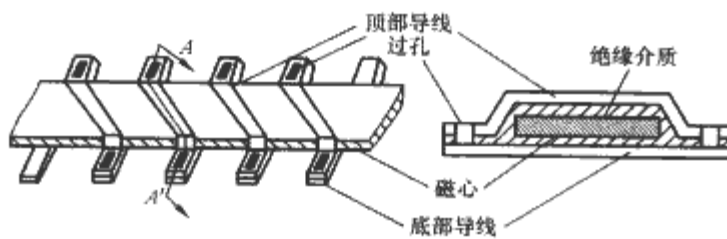


图 9.8-12 螺线管型薄膜电感结构

(4) 编织型绕组薄膜电感器。这种电感器结构如图 9.8-13 所示。电感器的薄膜磁心采用 CoFeSiB 材料, 用射频磁控溅射的方法在光敏微晶玻璃基片上制成。日本 Tohoku 大学研制的这种编织型薄膜电感器的尺寸为 2.3mm×2.3mm, 在频率为 100MHz 附近, 电感量为 50nH 左右, 品质因数达到最大值。

2.2.2 薄膜电感器绕组的设计

(1) 绕组排列。薄膜电感器在绕组结构方面可以分为单

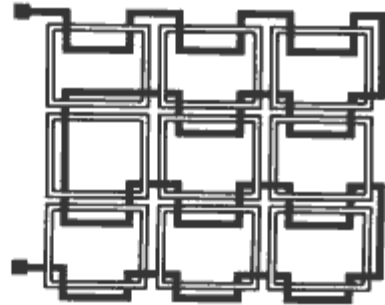


图 9.8-13 编织型薄膜电感器结构

层、双层以及多层, 如图 9.8-14 所示。图 9.8-14 (a) 所示的单层绕组结构电感器的寄生电容小, 高度低, 有利于电感器的低高度化, 其缺点是所占面积较大。图 9.8-14 (b) 为双层绕组结构, 其寄生电容较大, 为了减小寄生电容, 可以将绕组相互错开, 减小其正对面积。图 9.8-14 (c) 所示的三层绕组就是如此, 在允许高度范围内, 既减小了元件本身的寄生电容, 又不至于占用太大的面积, 是一种较为理想的绕组排列结构。

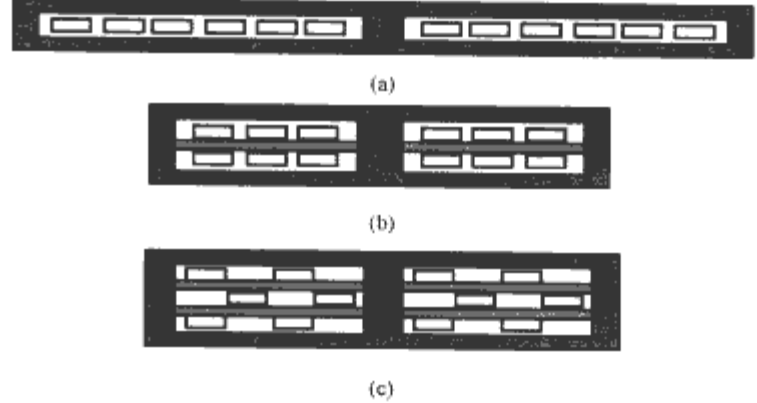


图 9.8-14 电感器绕组的单层、双层和多层结构
(a) 单层结构; (b) 双层结构; (c) 多层结构

(2) 绕组计算。从制作工艺的角度来看, 薄膜电感的绕组宽度 w 不能过小, 其与绕组电流 I 的关系为

$$w = \frac{I}{Jh_c} \quad (9.8-3)$$

式中: h_c 为电感绕组厚度; J 为绕组电流密度, 一般取 2~20A/mm²。

2.2.3 薄膜电感器的应用

对于如图 9.8-15 所示的降压变流器, 其电感器可以采用薄膜型电感器。薄膜电感器由 Cu 绕组、CoZrTa 磁性薄膜层和 Si 基片构成, 其结构为: 磁性层/绝缘层/螺旋导线/绝缘层/磁性层, 薄膜电感器的特性参数如表 9.8-4 所示。采用薄膜电感器的降压变流器如图 9.8-16 所示。变流器尺寸为 10mm×6mm×3mm, 体积为 0.18cm³。在频率为 1.6MHz 时, 其效率为 85%。

表 9.8-4 螺旋型薄膜电感器的特性参数

线圈类型	磁心材料	线圈材料	电感量 (1.6MHz)	等效电阻	线圈匝数	品质因数 (1.6MHz)	尺寸 (mm×mm)
螺旋型	CoZrTa	Cu	3.0μH	1.5Ω (DC), 7Ω (1.6MHz)	12	4	4.0×5.5

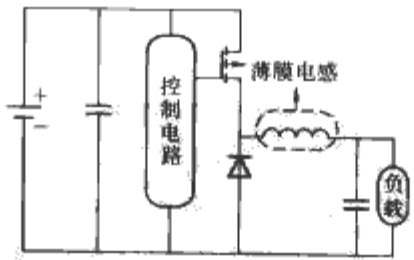


图 9.8-15 降压变流器

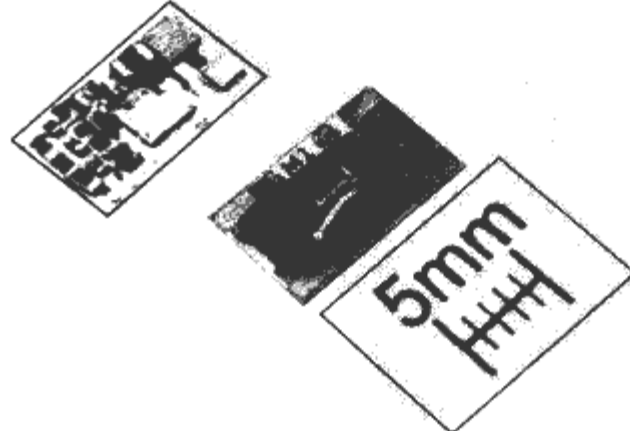


图 9.8-16 具有薄膜电感的降压变流器实物图

2.3 薄膜变压器

与薄膜电感器相类似,采用薄膜磁性材料也可以用来制造薄膜变压器。

(1) 薄膜变压器的类型。

1) 基于普通变压器原理的薄膜变压器。这是一种常见的薄膜变压器,其薄膜磁心结构主要有 I 型和 E 型两种。I 型和 E 型磁性薄膜采用真空蒸发和溅射工艺相复合的方法进行制造,磁心材料采用 CoNbZr 或 CoZrRe。实验表明,随着磁性薄膜厚度的增加,电感量将增加,随着频率的增加,电感量也会增加。这种薄膜型变压器的运行频率为 0.1~10MHz。

2) 一次、二次绕组同轴排列的薄膜变压器。这种变压器由薄膜导体叠层构成,每片薄膜通过化学刻蚀加工而成。变压器的一次、二次绕组同轴排列,如图 9.8-17 所示。变压器一次、二次绕组匝数之比等于其长度之比,这样就可以通过多层线圈之间相互连接方式的不同来控制匝比。

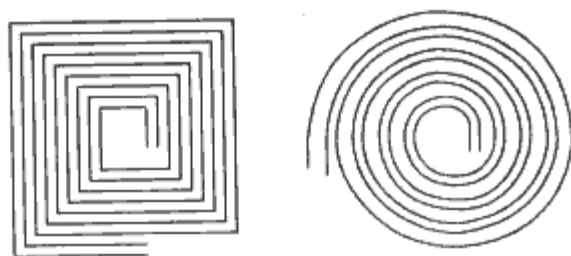


图 9.8-17 一次、二次绕组为同轴排列的薄膜变压器结构

3) 过孔型薄膜变压器。过孔型薄膜变压器的结构如图 9.8-18 所示。这种变压器的磁性层为各向异性的 CoNbZr 薄膜,绝缘层为聚酰亚胺薄膜,绕组为带状铜导线。在玻璃基片和磁性薄膜上有三个过孔,左右两边的过孔分别与带状导线和铜底板形成一次、二次绕组回路。使控制电流通过中间过孔,通过改变控制电流的大小及过孔附近外加磁场的大小可以改变输出电压的大小。日本 Osaka 大学制造了这种薄膜变压器,实验表明,外加磁场对输出电压的影响比较大,而施加的控制电流则影响比较小,这是由于孔径和孔间距较大,使得控制电流产生的磁场太小的缘故,因此需要缩小尺寸使通过中心孔的控制电流来调制输出电压成为可能。该变压器适用于高频可控变压器。

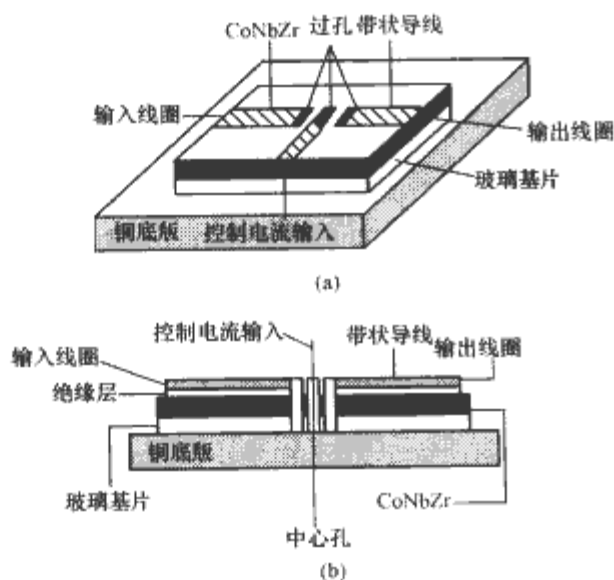


图 9.8-18 过孔型薄膜变压器结构
(a) 外形; (b) 截面

(2) 薄膜变压器绕组的设计。薄膜变压器绕组的设计与薄膜电感器一样,根据绕组电流大小可以确定绕组宽度和

厚度。

(3) 薄膜变压器的应用。对于如图 9.8-19 所示推挽式直流变流器,其变压器可采用薄膜型变压器,变压器由铜箔绕组、聚酰亚胺绝缘层和硅基片构成,绕组共有 4 层。变压器的结构为基片/绝缘层/绕组层/绝缘层/绕组层/绝缘层/绕组层/绝缘层/绕组层/绝缘层。在频率为 140kHz 时,变流器的最大输出功率为 11.1W,效率为 74%。

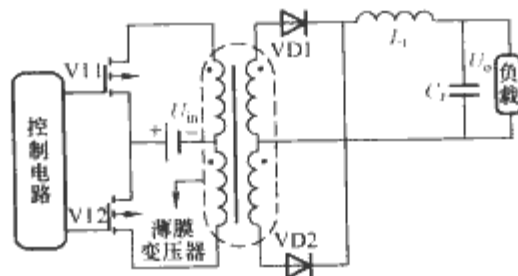


图 9.8-19 采用薄膜型变压器的推挽式直流变流器

3 平面磁件的磁心

平面磁件的磁心如图 9.8-20 所示。

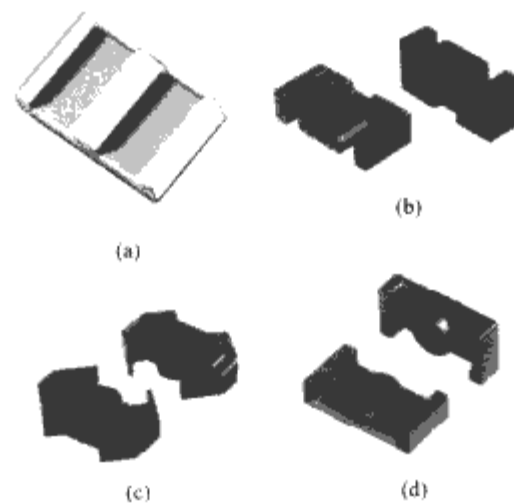


图 9.8-20 平面磁件的磁心
(a) 平面 E 型磁心; (b) EFD 磁心;
(c) 平面 RM 磁心; (d) 平面 ER 磁心

4 平面磁件的绕组

4.1 平面绕组的实现方法

平面绕组的实现方式有两种:低高度绕组和平面型绕组。

低高度绕组即采用传统的卷绕方式制作绕组,绕组并非采用平面叠放的方式,仍然是由内向外包裹而成。图 9.8-21 给出了采用低高度绕组制成的电感和变压器的图片。由于低高度绕组内外层几何尺寸有明显差异,所制作而成的变压器不具有真正的平面磁件漏感小的优点,卷绕的制作方式也使得制作而成的磁件不具备真正的平面磁件的参数一致性好的优点。低高度绕组是实现磁件平面化的低成本解决方案。

4.1.1 PCB 绕组

PCB 绕组如图 9.8-22 (a) 所示。绕组由 PCB 的铜膜走线构成,PCB 可以是单层、双层或多层板,通过在 PCB 层间打过孔实现匝间串联或并联。PCB 绕组具有参数一致性很好、自动化程度高、绕组紧密耦合、漏感小等优点。但是成本和制作工艺要求高,在高压场合,对 PCB 材料、制作工艺要求更为严格;窗口利用率低,典型为 0.25~0.3;不

适于匝数太多的场合；受铜层厚度的限制，不适于特别大电流的场合。

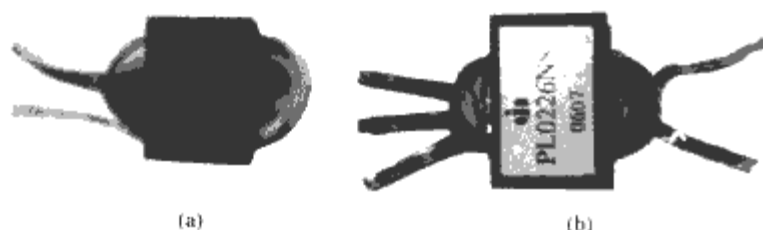


图 9.8-21 由低高度绕组制成的磁件

(a) 由低高度绕组制成的电感；(b) 由低高度绕组制成的变压器

如果绕组是平面放置，在高度方向重叠而成，则构成平面型绕组。其具体实现方法主要有三种，即 PCB 绕组、柔性 PCB 绕组和铜皮折叠绕组。

4.1.2 柔性 PCB 绕组

柔性 PCB 是用柔性的绝缘基板制成的印制电路板。它是在一个薄的基板（20 μm ）两侧淀积相对比较厚的铜层（70 μm ）形成的。与 PCB 绕组相比，填充系数和走大电流的能力提高。但同样存在高压场合成本和制作工艺要求很高、铜层厚度受限的问题，此外，绕组成型压力不同会影响磁件的寄生参数，层间连接点容易发热。

4.1.3 铜皮折叠绕组

铜皮折叠绕组如图 9.8-22 (b) 所示，即采用铜带制造绕组，把铜带螺旋状折叠，并在匝间作绝缘处理构成完整的绕组。具有制造成本低、调节性好、耐高压能力强、窗口利用率高、载流能力大的优点。但该方法也存在较多缺点：绕组之间的绝缘处理复杂，绕组结构复杂时大批量生产较困难；铜箔过薄，匝数过多，不易成型；成型压力不同影响磁件寄生参数，可重复性没有前两种方式好；铜箔转折点因机械应力使电阻增大而形成局部热点。考虑到磁件参数的一致性、批量生产性及经济性，目前以 PCB 绕组和铜皮折叠绕组较多。



图 9.8-22 PCB 绕组和铜皮折叠绕组

(a) PCB 绕组；(b) 铜皮折叠绕组

如本章第一节所述，PCB 绕组根据安装方式不同可以分成三种：独立安装方式、集成安装方式（又称嵌入式安装方式）及把两者结合起来的混合安装方式。下面简单说明独立安装方式和嵌入安装方式各自的特点。采用独立安装方式，不要求变流器整体采用多层厚铜 PCB，制作成本低；PCB 绕组使用灵活；但是端子连接有焊点，大电流时连接处损耗较大。与独立安装方式相对应，嵌入安装方式具有制作成本高、灵活性差的缺点，但是装配方便，连接处损耗小，更重要的是由于整板采用多层厚铜 PCB，有效散热面积大大增加，减少了变流器中的热点集中，具有散热性能优越和高可靠的优点，因此目前的高功率密度模块电源很多都采用嵌入式安装方式。

铜皮折叠绕组的具体实现方式有三种：

(1) 绕组展开图线切割或冲压实现并折叠成型。先利用

线切割或冲压方式得到图 9.8-23 所示的绕组，然后折叠、层间绝缘形成平面绕组。该制作方法具有层间绝缘复杂、铜材浪费较大的缺点。

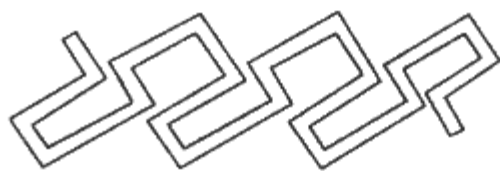


图 9.8-23 铜皮折叠绕组的实现方法一

(2) 带状绕组弯曲并折叠成型。铜皮折叠绕组还可以采用包好绝缘的带状铜皮弯曲、折叠而成，如图 9.8-24 所示。显然，该方法具有绝缘方便、节省铜材、成本低的优点。但是从图 9.8-24 (b) 可以看出，绕组折叠处很厚，不仅降低窗口利用率，而且匝间配合不紧也会影响散热。



图 9.8-24 铜皮折叠绕组的实现方法二

(a) 俯视图；(b) 右视图

(3) 螺旋绕组成型。图 9.8-25 给出用已经涂覆绝缘漆膜的绕组在模具的帮助下形成的平面螺旋绕组绕组的示意图。由图 9.8-25 中可以看出：平面螺旋绕组绕组相邻匝间配合紧密，窗口填充系数高（达 80% 以上）；由于绕组是圆形绕制，相同导磁面积、相同匝数时，绕组长度最短，直流电阻最小；易于大批量生产；制作需要开模，成本较高；只能适用于圆形磁柱，不能用于 EE、EI 等具有矩形磁柱的磁心。目前，该绕组多用于大电流平面电感。

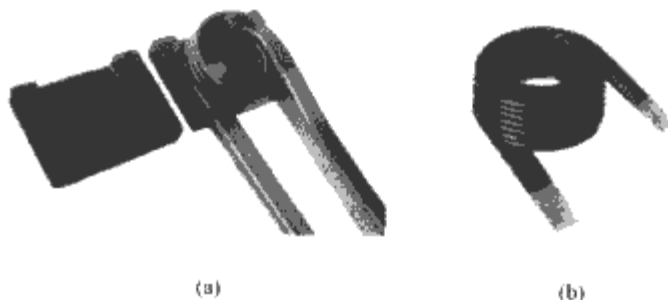


图 9.8-25 铜皮折叠绕组的实现方法三

(a) 磁件示意图；(b) 绕组侧面图

4.2 平面绕组的设计要点

平面绕组的设计要点包括两大方面：绕组电流密度的选取和绕组的布置。

4.2.1 电流密度的选取

电流密度的选取由散热条件来决定。对于传统卷绕而成的变压器绕组，由于散热条件不好，一般电流密度取 3~5 A/mm²；对于平面型绕组，由于散热面积大，散热条件好，电流密度一般可以取到 20~30 A/mm²。因此，平面型磁件易于实现高功率密度。对于 PCB 绕组的电流密度以及铜厚的选取，图 9.8-6 所示的经验曲线可供查找、选取。

4.2.2 绕组布置对漏感的影响

绕组的布置影响变压器的寄生参数，其中，变压器的漏感是通常要关注的参数。先来分析漏感减小的本质是什么。对于变压器，漏感减小就是一次侧输入的能量尽可能多地传

递到二次侧,相同条件下窗口中的储能减小。根据磁场能量的表达式,减小磁场强度即可。对于耦合电感、反激式变压器,漏感减小就是让一次侧储存的能量尽可能多地包含在二次侧匝链的空间里,即一次、二次侧几何结构尽量保持一致。绕组交错换位通过一次侧和二次侧电流安匝的补偿作用,使变压器绕组各层上的磁场强度的最大值减小,减少窗口中的储能,使漏感减小。对于耦合电感或反激式变压器,交错换位使得一次、二次侧几何结构尽量一致,漏感减少。因此,交错换位是合理布置绕组、减小漏感的有效方法。

下面以半桥变流器中的变压器为例讨论绕组的布置。如图9.8-26所示,半桥变流器中VI1、VI2 180°互补导通,整个变流器可以分为三个工作阶段:VI1导通、VI2截止,如图9.8-26(a)所示;VI1、VI2截止,二次侧续流,如图9.8-26(b)所示;VI2导通、VI1截止,如图9.8-26(c)所示。根据变流器的输入输出关系,变压器的匝比确定为5:2,即一次绕组匝数为5匝,两个二次绕组匝数为2匝。此外,绕组决定采用七层PCB来实现。下面讨论平面绕组的布置方法。

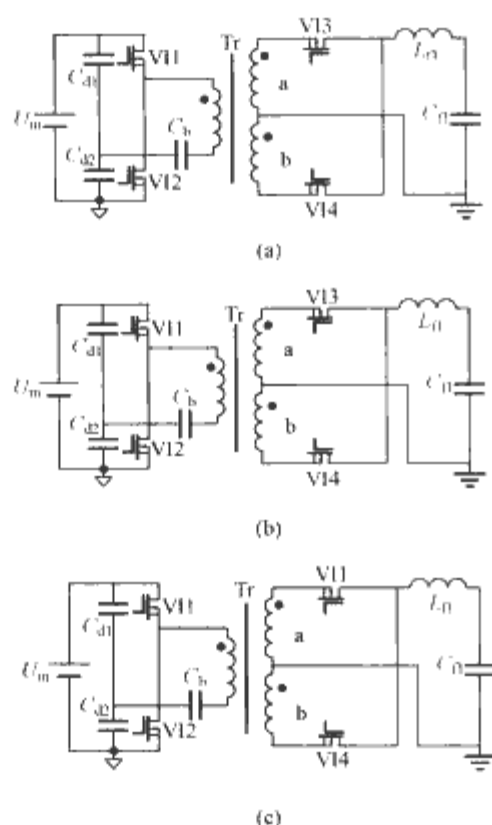


图 9.8-26 半桥变流器的三种工作阶段
(a) VI1 导通、VI2 截止; (b) VI1、VI2 截止, 二次侧续流; (c) VI2 导通、VI1 截止

为了减小变压器的漏感,选用一次、二次侧交错换位绕法,即俗称的三明治绕法。由于二次侧有两套绕组,可有两种方案备选。如图9.8-27所示,方案1把两个二次绕组的

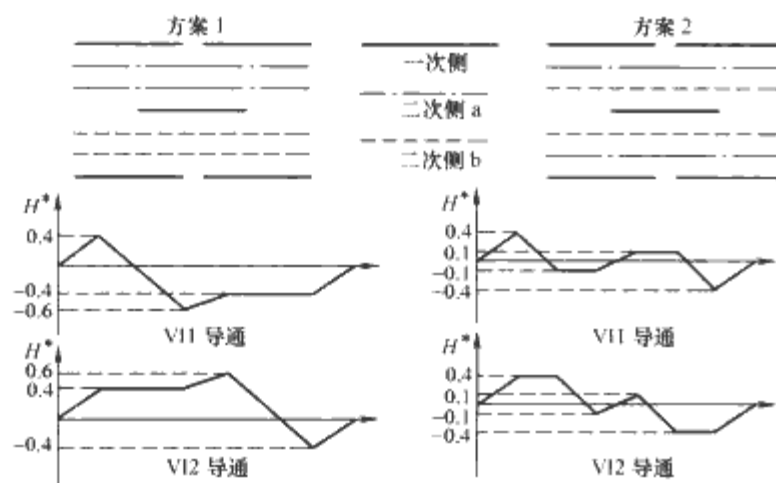


图 9.8-27 两种绕组布置方案的比较

两匝分放两侧,方案2把两个二次侧绕组又互相交错放置,并呈中心对称结构分布。VI1、VI2 各自导通时绕组中的场强(标么值 $H^* = \frac{Hl}{N_p i_p}$, 其中 l 为磁心窗口宽度; N_p 为变压器一次绕组匝数; i_p 为变压器二次绕组电流)分布情况如图9.8-27的波形所示。从图9.8-27中可看出方案2场强的峰值小于方案1,因此变压器漏感小,且绕组中的涡流损耗也小。因此,选择方案2为变压器的绕组布置方式。

4.2.3 绕组并联时的布置

低压大电流场合,二次侧各层上的铜箔通常是并联连接,来增加绕组的载流能力。但在高频时,由于集肤和邻近效应的影响,使电流在各并联层上通常不再保持均分,使变压器绕组的交流电阻增加,导致变压器绕组的交流损耗增大。因此设计平面变压器的并联绕组结构,成为设计平面变压器绕组的一个重点和难点。由于该部分内容的深入讨论需要复杂的数学表述,这里只简要介绍相关研究结果。

由于邻近效应的影响,多层铜箔并联不一定能起到降低铜耗的效果。高频条件下,并联铜箔中的电流不一定均分。为保证铜箔的并联效果,建议采用一次和二次绕组完全交错换位的布置方法,来减小高频条件下邻近效应的影响。然而细致的分析表明,在常规电力电子变换所对应的频率范围($<1\text{MHz}$),一次和二次绕组完全交错换位的布置方式并非最佳。

图9.8-28给出1:1变比的变压器的三种绕组放置方案。如图9.8-28所示,变压器的一次和二次绕组都采用4层并联,每层铜宽为5mm,厚为0.07mm,层间绝缘厚度为0.15mm。方案1中一次和二次绕组完全交错换位;方案2中绕组布置上下对称,上下两部分一次和二次绕组交错换位;方案3为完全对称布置,不仅上下对称,上下两部分绕组又对称布置。图9.8-29为三种方案交流电阻随频率的关系。由图9.8-29中可以看出,三种方案的直流电阻相同。频率为1MHz以下,方案3的交流电阻最小,效果最好,方案2最差;频率为1~1.5MHz,方案1的交流电阻最小,效果最好,方案2仍然最差;随着频率继续增大,方案1最好,方案3最差。Ansoft 电流分析结果表明,由于完全交错换位,方案1中各层绕组电流在厚度方向分布均衡,但是最外层的两层铜箔承担的电流大约只是中间铜箔承担电流的一半;方案2最外层铜箔承担的电流也约为内层铜箔承担电流

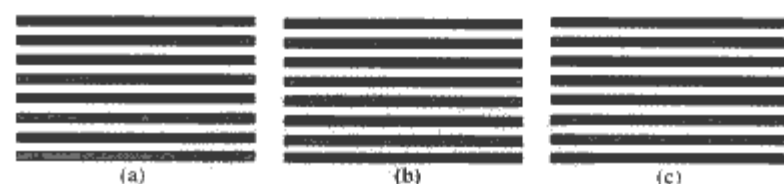


图 9.8-28 三种绕组放置方案
(a) 方案1: P S P S P S P S; (b) 方案2: P S P S S P S P;
(c) 方案3: P S S P P S S P

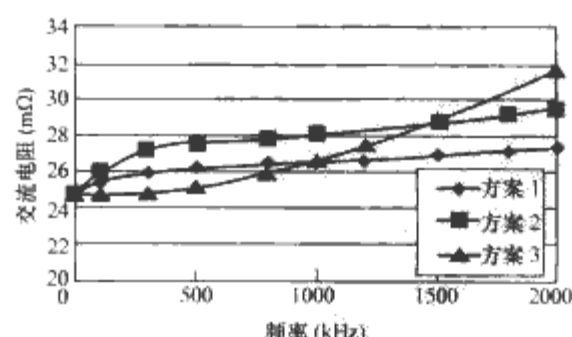


图 9.8-29 三种方案交流电阻随频率的关系

的一半，且各层绕组电流在厚度方向分布略显不均；方案 3 尽管各层绕组电流在厚度方向分布最不平衡，但是绕组放置的对称性使得并联铜箔均分电流。因此，在 1MHz 以下，对称布置的绕组电流均分，交流电阻最小。只有频率较高时，各层绕组电流在厚度方向分布不平衡所引起电阻的增加才会抵消该优势。综合来看，对于电力电子变流器通常的频率范围，对称布置绕组电流均流性好，交流电阻小。

根据解的对称性，对称结构的绕组产生对称磁场，结合解的唯一性可以推得最优结构的并联绕组单元，如图 9.8-30 所示。利用最优结构的并联绕组单元就可以得到其他匝比的最优绕组布置。下面以 4:1 变比的变压器（一次侧 4 层串联，二次侧 4 层并联）为例，说明如何应用最优结构的并联绕组单元。当电流分布不变，同样的绕组布置方式下磁场不变，则绕组串并联的改变不会影响绕组的电流分布。因此图 9.8-30 的最优结构的并联绕组单元不仅适于 1:1 变比，同样适于 2:1 或 1:2。因此，将 2 个最优结构的并联绕组单

元层叠，将 4 匝一次绕组串联、4 匝一次绕组串联即可，同图 9.8-28 所示的方案 3。

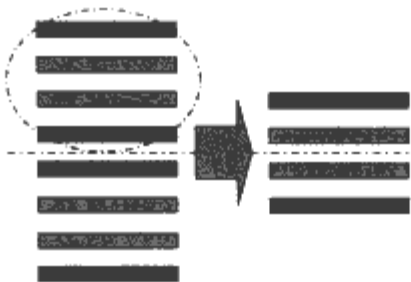


图 9.8-30 最优结构的并联绕组单元

4.2.4 绕组布置其他注意要点

绕组布置时建议避开气隙，避免增大铜损；绕组布置时宜正对、居中放置，有利于减小漏感；但有时为了防止寄生电容过大，引起 EMI 问题，会有意略微错开一次和二次绕组。

第9章 集成磁性元件的应用与设计

将变流器中的两个或多个分立磁件绕制在一副磁心上,从结构上集中在一起就得到集成磁性元件,简称集成磁件。合理地设计和应用集成磁件,能够有效减小磁件体积、损耗,对提高变流器的性能和功率密度有重要意义。由于集成磁件的设计是多磁路设计,因此其设计过程比常规分立磁件更为复杂。本章给出了几种集成磁件的设计实例。

1 集成磁性元件的应用简介

电力电子技术的发展,对变流器的功率密度、效率、输出纹波以及动态性能不断提出更高的要求。尤其是微处理器的飞速发展对为其供电的模块电源更是提出了极大的挑战。人们在应用多种技术手段来提高模块电源性能的同时,越来越发现磁性元件(简称磁件,包括电感、变压器)是限制变流器体积、质量、效率的一个重要因素。据美国电源制造者协会(PSMA)统计,磁件体积在DC-DC模块中占到总体积的20%以上,质量占总质量的30%以上,损耗也占有相当比例。另外,磁件还是影响电源输出动态性能和输出纹波的一个重要因素。因此,要满足变流器日益发展的需要,提高其功率密度、效率和输出品质,不能局限于拓扑和软开关技术等研究,更需要研究如何来减小磁件体积、质量及损耗。其中,应用磁集成技术就是减小磁件体积、质量、损耗以及电源输出纹波的有效手段。

磁集成技术就是将变流器中的两个或者多个分立磁件,绕制在同一副磁心上,从结构上集中在一起。DM集中后的磁件称为集成磁件。通过一定的耦合方式、合理的参数设计,该技术能有效减小磁件数目、体积和损耗,在一定的应用场合可减小电源输出纹波、提高输出动态性能,通过绕组合并还能有效减少大电流场合连接端的损耗。磁集成技术的优点对提高模块电源性能和功率密度有重要意义,成为电力电子技术的一个研究热点。

磁集成技术的优点决定了其良好的应用价值,如果从最早构造耦合电感用于改善滤波性能算起,该技术已经有了超过70年的应用历史。受到早期磁件制作工艺、集成磁件设计和制作复杂的限制,集成磁件的应用长期以来十分有限。直到1990年代以后,随着扁平磁件应用的推广,磁件生产自动化程度的提高,集成磁件的应用变得相对容易。电源的不断发展也对其体积、输出动态性能、效率等提出了较高的要求,尤其是微处理器的飞速发展对新一代高功率密度电源提出了更大的挑战,这些都促进了磁集成技术的研究与应用。

目前,国外已将其成功地用于多路输出、给中央处理器供电的高功率密度电源模块及通信电源系统等中,并获得较好的效果,根据文献,采用磁集成技术后,整机效率可提高2%,磁件体积可减小30%,输出纹波则可以成倍减小甚至实现零纹波。多路输出电源中的耦合电感是磁集成技术最成熟的应用实例。构造耦合电感减小电流脉动或实现零纹波是磁集成技术一个突出的优点,大量的研究成果集中在这一方面。倍流整流电路(Current Doubler Rectifier, CDR)是磁集成技术又一个研究、应用的热点。1997年Wei Chen将

CDR电路中两个滤波电感和变压器进行集成,不仅提高了电源功率密度,还减少了大电流连接端子,使集成磁件在大电流输出场合具有较高的应用价值,引起了对磁集成技术的关注。为了满足电压调整模块苛刻的动态性能要求,美国电力电子系统工程研究中心将磁集成技术与多相交错并联技术结合应用,减小输出滤波电感,提供微处理器负载电流150A/ μ s的高速变化,同时减小磁件的铁损。为实现更多磁件的集成,Ed Bloom及S. Chandrasekaran等人分别提出多窗口的磁心、矩阵形磁心,以使磁心具有更多的独立磁路,磁集成技术的应用也变得更为灵活多样。

与国外相比,国内对磁集成技术研究起步较晚,但已经取得了一些成果,如推导了集成磁件等效电路的通用模型,提出了磁集成正反激变流器、磁集成有源箝位正激变流器、无直流偏磁集成电感、集成EMI滤波器等,并开展了多种场合的平面集成磁件的应用。中兴通信有限公司、Emerson网络能源和Emerson雅达的预研部也开展了对磁集成技术的前期应用研究。

2 集成磁性元件的应用过程与设计要点

磁集成技术在变流器中的应用过程可用图9.9-1表示,磁集成变流器的研究过程大致可分为三步。

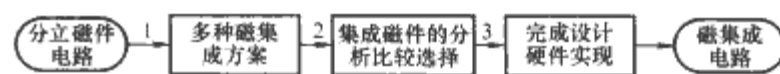


图 9.9-1 磁集成技术在变流器中的应用过程

第一步:由分立磁件变流器推导出多种磁集成变流器。其中集成磁件的结构和形式可有多种,为下一步集成磁件的选择提供素材。

第二步:结合具体电路,对比分析多种集成磁件方案,从中择优。这一步是整个研究过程中最主要的工作,因为合理的设计和应用集成磁件是磁集成技术改善变流器性能的关键。这一步的具体内容是:结合变流器的具体模态和磁件的等效磁路,分析磁集成变流器的性能;比较不同绕组结构、不同气隙结构的IM对电路整体性能的影响,完成方案选择。同时,通过分析得到集成磁件各部分的磁通表达式,为磁件的设计提供依据。

第三步:完成IM变流器的参数设计和硬件实现。

第二步充分反映了磁集成技术多解性的主要特点,具体体现在:①绕组结构的多样化——绕组可拆分或合并,源转移法是绕组拆分、合并、改变位置的常用方法;②磁通作用方式的多样化——磁通可耦合或解耦,可互相叠加或削减,对应到绕组连接上就是同名端的变化;③气隙的多样化——集成磁件的气隙求解是多个不等式的联立求解,本身就是多解问题。多解的比较和选择主要从以下几点展开:寄生参数(主要指漏感)、电流脉动、磁通及其分布以及可生产性。以气隙为例,有三种可行方案,如图9.9-2所示,图9.9-2(b)和图9.9-2(c)更便于生产。

第三步中集成磁件的具体设计过程大致可分为以下几步:

(1) 根据具体设计指标和推得的磁集成变流器的输入输出关系计算集成磁件的匝比。

(2) 选定磁心材料, 确定最大交变磁通密度和最大磁通密度, 并选择具体磁心型号。

(3) 根据选定的气隙方式, 已经推得的各磁柱交变磁通密度和最大磁通密度的表达式, 计算各绕组匝数和对应的磁阻, 并折算出各绕组端子的等效电感, 供磁件制作时测量使用。

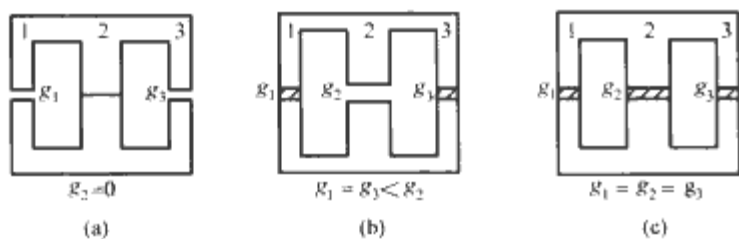


图 9.9-2 磁心的三种常见气隙结构

(a) 中柱气隙为零; (b) 气隙集中在中柱, 两侧气隙相等;
(c) 三个磁柱气隙相等

3 可削减直流偏磁集成磁件在 DC/DC 变流器中的应用

在开关电源中, 为了存储和传递直流功率, 其磁件中一般都流过较大的直流偏置电流, 在磁件磁心中产生较大的直流偏磁, 为了防止直流偏磁引起磁心饱和, 一般在磁心中开一个或多个与直流偏置电流大小成正比的气隙, 但这会使磁心的利用率很低, 限制了磁件体积的减小。此外, 人们常采用提高频率的办法实现小型化, 但提高频率使磁心损耗迅速加大, 因此高频工作时磁心一般都要降额使用, 这样也使得磁心利用率降低。本节依据削减和消除直流偏磁的思想, 介绍了一种用于两通道交错并联型 Buck 变流器的可削减直流偏磁的集成磁件结构, 建立了集成磁件的等效磁路和电路模型, 分析了集成磁件的交、直流磁通分布及其对变流器暂态响应速度、稳态电流纹波和输出电流波形的影响, 给出了集成磁件的设计公式。

3.1 可削减直流偏磁集成磁件在交错并联型 Buck 变流器中的应用

近年来, 作为并联供电技术的一种特殊形式, 交错并联技术正用于低压大电流输出的电压调整模块 (VRM)。交错并联拓扑具有抑制输出电流纹波, 降低输出滤波器容量和扩大系统输出功率的优点, 通过减小每个并联支路的电感, 可以显著提高暂态响应特性。

虽然交错并联拓扑具有降低输出电流纹波幅值和提高纹波频率的优点, 但是每个并联相输出电流的纹波特性并没有改变, 于是人们采用磁集成技术进一步优化电路的性能。图 9.9-3 给出了两相交错并联型 Buck 变流器拓扑, 图 9.9-4 给出了可削减直流偏磁的集成磁件结构, 它是将气隙置于磁心中柱, 两侧柱无气隙, 让两个电感最大程度地耦合, 让它们的直流偏磁最大限度地互相削减, 本书称其为交错并联型可

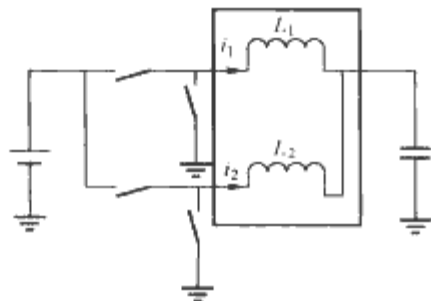


图 9.9-3 两相交错并联型 Buck 变流器拓扑

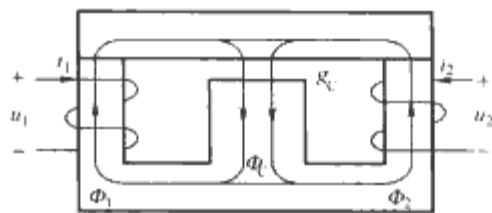


图 9.9-4 可削减直流偏磁的集成磁件结构
削减直流偏磁的集成磁件。

3.2 交错并联型可削减直流偏磁集成磁件的原理分析

由图 9.9-4 可见, 这是一种稳定的机械结构形式, 是标准的工业应用方式, 气隙处不需要加填充物, 易于加工和制造。下面分析其工作原理。

3.2.1 集成磁件的等效磁路和等效电路

图 9.9-4 中集成磁件的等效磁路模型和电路模型如图 9.9-5 所示。图 9.9-5 (a) 中, R_1 和 R_2 为磁心两外柱的磁阻, R_C 为中柱磁阻, 由于磁路左右对称, 所以 $N_1 = N_2 = N$, $R_1 = R_2 = R$; L_1 和 L_2 为磁件自感, $L_1 = L_2 = L$, M 为互感, N_1 和 N_2 为绕组匝数, Φ_1 、 Φ_2 和 Φ_C 为磁通。设 L_k 为漏感, k 为耦合系数, 由图 9.9-5 可得

$$L = \frac{N^2(R + R_C)}{R(R + 2R_C)}$$

$$M = \frac{N^2 R_C}{R(R + 2R_C)}$$

$$L_k = L - M = \frac{N^2}{R + 2R_C} \quad (9.9-1)$$

$$k = \frac{M}{L} = \frac{R_C}{R + R_C} \quad (9.9-2)$$

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= L \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \\ u_2 &= -M \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} \\ u_x &= -M \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (9.9-3)$$

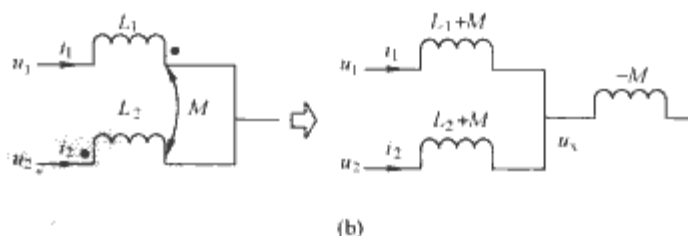
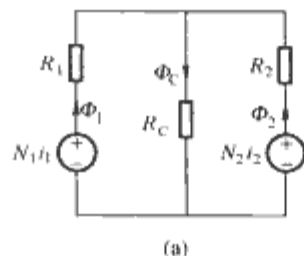


图 9.9-5 可削减直流偏磁集成磁件的等效模型
(a) 等效磁路模型; (b) 等效电路模型

3.2.2 磁通分布

3.2.2.1 直流偏磁分布

可削减直流偏磁集成磁件的直流磁通分布如图 9.9-6 所示。其中一个绕组产生的直流偏磁大部分通过另一个绕组, 由于两个绕组产生的直流偏磁方向相反, 磁心两外柱的直流偏磁大部分得到消除, 消除量与互感量成正比; 磁心外柱中的两直流偏磁之差通过中柱。两外柱的直流偏磁磁通为

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \frac{NI}{R + 2R_C} = \frac{L_k I}{N} \approx \frac{NI}{2R_C} \quad (9.9-4)$$

式中 $I_1 = I_2 = I$ 。外柱的直流偏磁实际就是绕组的漏磁通。中柱的直流偏磁磁通为

$$\Phi_c = \Phi_1 + \Phi_2 = \frac{2NI}{R + 2R_c} = \frac{2L_k I}{N} \approx \frac{NI}{R_c} \quad (9.9-5)$$

由式 (9.9-5) 可知, R_c 越大, 即中柱气隙 g_c 越大, 磁心中直流偏磁越小, 直流偏磁消除得越多。

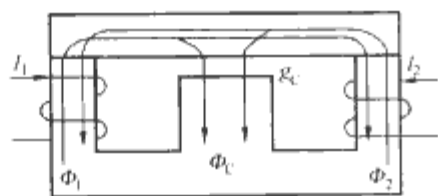


图 9.9-6 可削减直流偏磁集成磁件的直流磁通分布

3.2.2.2 交流磁通分布

可削减直流偏磁集成磁件的交流磁通分布如图 9.9-7 所示。磁心侧柱的交流磁通峰峰值为

$$\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2 = \frac{U_o(1-D)}{Nf} \quad (9.9-6)$$

式中: U_o 为输出电压值; D 为占空比; f 为开关频率。

中柱的交流磁通等于两侧柱交流磁通之和, 所以中柱的交流磁通峰峰值为

$$\Delta\Phi_c = \frac{U_o(1-2D)}{Nf} \quad (9.9-7)$$

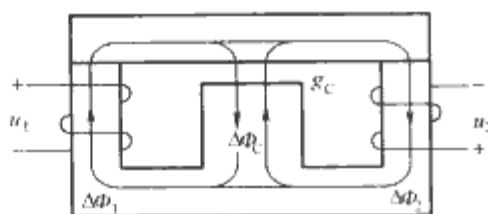


图 9.9-7 可削减直流偏磁集成磁件的交流磁通分布

由于中柱的交流磁通减小, 所以中柱的损耗减小。而且, 由于中柱的交流磁通减小, 中柱气隙的边缘效应和电磁干扰减小, 使绕组的涡流损耗减小, 且气隙的边缘效应只对侧柱内侧的绕组部分产生涡流损耗, 而不对侧柱外侧的绕组部分产生涡流损耗。此外, 由于中柱的截面积通常为侧柱的两倍, 在气隙相同的条件下, 中柱产生的边缘效应也小于侧柱。

3.2.3 可削减直流偏磁集成磁件对变流器性能的影响

(1) 暂态响应速度。图 9.9-4 中集成磁件的漏感 L_k (即暂态响应电感 L_{tr}) 为 $L_{tr} = L - M < L$, 输出电流的变化量 (即暂态响应速度) 为

$$\Delta i = \frac{U_{in} \Delta D}{L_k f} \quad (9.9-8)$$

由式 (9.9-8) 可见, 集成磁件耦合越紧密, 直流偏磁削减越多, 暂态响应电感越小, 暂态响应速度越快。

(2) 稳态电流纹波。图 9.9-4 中通过集成磁件每个绕组的稳态电流峰—峰值为

$$\Delta I = \frac{(U_{in} - U_o)D}{f} \times \frac{L - \frac{D}{1-D}M}{L^2 - M^2} \quad (9.9-9)$$

其中 $\frac{L^2 - M^2}{L - \frac{D}{1-D}M} = L_{ss}$ 为稳态电感。稳态电感大, 稳态电流

纹波小, 则绕组的涡流损耗小, 磁件的效率高。

(3) 输出电流波形。输出电流 i_o 等于两通道电流之和, 即

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{u_1 + u_2}{L_k} \quad (9.9-10)$$

式中: u_1 和 u_2 分别为加在两通道电感上的电压, 如式 (9.9-3) 所示。例如, 当第一个通道正向导通时, $u_1 = U_{in} - U_o$, 当第一个通道续流时, $u_1 = -U_o$ 。

3.2.4 集成磁件的设计依据

根据式 (9.9-4)、式 (9.9-5) 可求得磁心各磁柱的直流偏磁磁密为

$$B_1 = B_2 = B_c = \frac{NI}{A(R + 2R_c)} = \frac{L_k I}{NA} \quad (9.9-11)$$

由于 $R \ll R_c$, 所以式 (9.9-11) 可写为

$$B_1 = B_2 = B_c \approx \frac{NI}{2AR_c} = \frac{\mu_0 NI}{2g_c} \quad (9.9-12)$$

式中: A 为侧柱截面积, 中柱的截面积为侧柱的 2 倍。

可见磁心各柱的直流磁通均匀分布, 直流偏磁的磁密相等。

根据式 (9.9-6)、式 (9.9-7), 可求得磁心各柱的交流磁密峰—峰值为

$$\left. \begin{aligned} \Delta B_1 &= \Delta B_2 = \frac{U_o(1-D)}{NAf} \\ \Delta B_c &= \frac{U_o(1-2D)}{2NAf} \end{aligned} \right\} \quad (9.9-13)$$

各磁柱的最大磁密为

$$B_{\max, i} = \frac{|\Delta B_i|}{2} + B_i \quad (i = 1, 2, c) \quad (9.9-14)$$

根据式 (9.9-11) ~ 式 (9.9-14) 可进行集成磁件的设计。

3.3 设计举例

(1) 设计参数。根据前面的分析, 本节设计了采用可削减直流偏磁集成磁件的交错并联二通道 Buck 变流器原理样机。设计结果为: 频率为 122kHz; MOS 管为 IRF3710; 续流二极管为 MBR20100CT; 集成磁件磁心为 EFD30; 磁心材料为 PC40; 磁心中柱气隙为 $g_c = 0.4\text{mm}$; 集成磁件电感量为 $L_1 = 91.2\mu\text{H}$, $L_2 = 91.8\mu\text{H}$; 集成磁件漏感量为 $L_{k1} = 32.2\mu\text{H}$, $L_{k2} = 32.4\mu\text{H}$; 控制芯片为 UC3825。

(2) 实验结果。图 9.9-8 为采用可削减直流偏磁集成磁件的交错并联 Buck 变流器实验波形, 其输入电压为 5V, 占

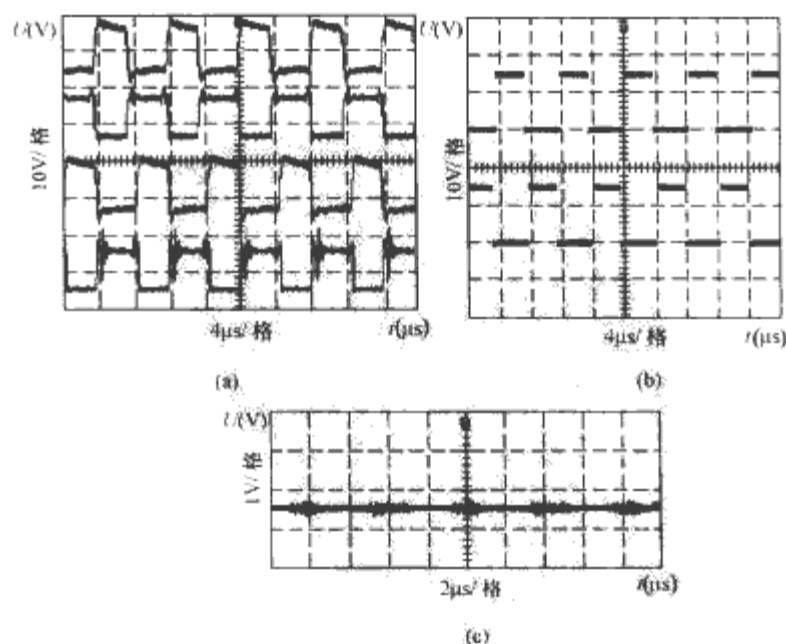


图 9.9-8 采用可削减直流偏磁集成磁件的交错并联型 Buck 变流器实验波形

(a) UC3825 的触发波形; (b) 两个通道的 U_{GS} 波形和 U_{DG} 波形; (c) 输出电压波形

空比为 0.44。图 9.9-8 (b) 中, 由于第二个通道的 MOS-FET 管没有加缓冲电路, 在关断时 U_{IS} 波形有振荡。由图 9.9-8 (c) 可见, 输出电压波形很平稳, 纹波很小。

4 三相大功率 UPS 中输出变压器和电抗器的磁集成

中大功率在线式 UPS 通常有输出变压器。有输出变压器的在线式 UPS 逆变器输出电路如图 9.9-9 所示, 其逆变器也是以 SPWM 方式工作, 将经市电整流或蓄电池输出的稳定的直流电压变成 SPWM 波, 经输出变压器 T 升压, 同时利用变压器 T 的漏电抗并联一个滤波电容滤波后, 得到很纯净的正弦波。所以在绕制这种变压器时, 故意做成有一定的漏电抗, 以便和变压器输出端的电容形成 LC 滤波器, 从而省去了体积较大的滤波电抗器, 而且得到的正弦波失真很小 (小于 3%), 这是因为将变压器的输入及输出绕组采用 Δ -Y 接法, 从而抑制了 3 次及 3 的倍数次谐波, 而 5 次、7 次及其倍数次的谐波又都为零, 故不需要多大的电抗器即可。但在多数情况下, 光靠变压器的一般制作工艺不能满足对滤波电感量的要求, 所以需要对变压器的结构作出改进, 下面进行具体分析。

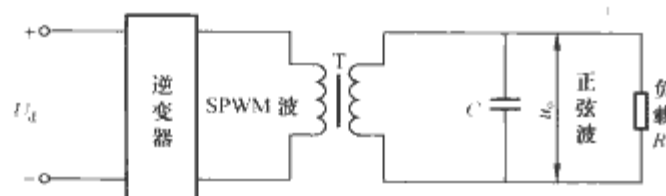


图 9.9-9 有输出变压器的
在线式 UPS 逆变器输出电路

这种变压器的结构是将输出变压器与输出滤波电抗器集成在一起, 既能满足对电感量的要求, 又能减小体积和质量, 具体为在输出变压器的主磁心旁边再并联一个磁心, 变压器的一次绕组通过该磁心, 以增加输出滤波电路的电感量, 其结构如图 9.9-10 (a) 所示, 实际的集成磁件如图 9.9-10 (b) 所示。

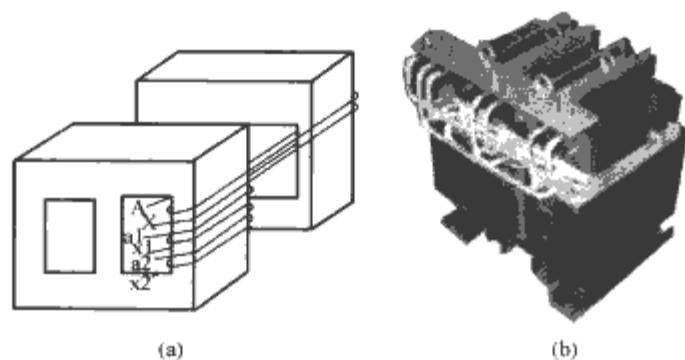


图 9.9-10 输出变压器与输出滤波电抗器的磁集成
(a) 集成磁件结构; (b) 实际的集成磁件

这种磁集成输出变压器的绕组结构如图 9.9-11 所示。其一次绕组采用 Δ 形接法, 二次绕组采用 Z 形接法, 也叫曲折接法, 这种接法是把每相绕组分成两半, 连接时, 把一相的上半绕组与另一相的下半绕组反串起来, 组成新的一相, 把 a1、b1 和 c1 端引出来, 把 a2、b2 和 c2 端连在一起, 作为中线 n。

各相半绕组的方向如图 9.9-11 所示, 设 E_{a1} 、 E_{b1} 、 E_{c1} 和 E_{a2} 、 E_{b2} 、 E_{c2} 分别为二次绕组的三相对称电动势, 令 E_a 、 E_b 、和 E_c 分别为从 a1、b1 和 c1 端到中线 n 的电动势, 于是

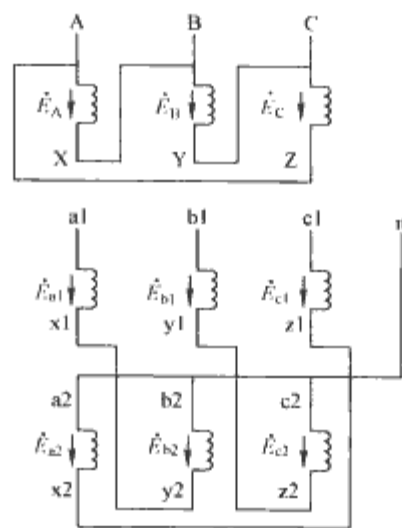


图 9.9-11 输出变压器的绕组结构

$$\left. \begin{aligned} E_a &= E_{a1} + (-E_{b2}) \\ E_b &= E_{b1} + (-E_{c2}) \\ E_c &= E_{c1} + (-E_{a2}) \end{aligned} \right\} \quad (9.9-15)$$

输出变压器的一次、二次电动势相量图如图 9.9-12 所示。

该种接法的好处有:

- (1) 各相绕组的 3 次和 3 的倍数次谐波相互抵消, 不通过负载, 其相电动势接近于正弦。
- (2) 当某一相负载较重时, 可以平衡各相的输入。

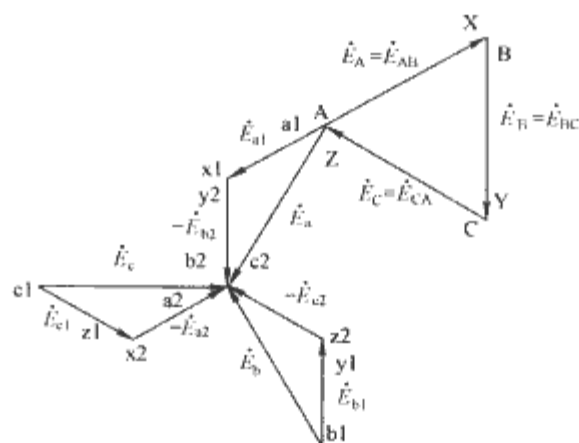


图 9.9-12 输出变压器的一次、二次电动势相量图

5 平面磁集成 EMI 滤波器的设计

5.1 EMI 电源滤波器的平面磁集成结构

为了实现 EMI 电源滤波器的平面磁集成结构, 引入 LC 平面磁集成结构, 如图 9.9-13 所示。该结构是通过在平面绝缘板的两侧直接嵌入两平面导体绕组而形成的。通过选择绕组的连接点, 例如选择 A、D 为输入端, C、B 为输出端, 可得到等效的低通滤波器, 如图 9.9-14 所示。该低通滤波器的传导和位移电流分布如图 9.9-15 所示。

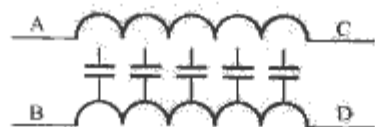


图 9.9-13 LC 平面磁集成结构

将图 9.9-14 所示的低通滤波器划分为无穷小部分, 用 Δx 来表示, 如图 9.9-16 所示, L 和 M 分别为单位长度绕导体的自感值和互感值。因为上下两个导体的距离很近, 所以 $M \approx L$ 。考虑到集成 LC 绕组的无限小部分, 则可得电流传导方向上任意点 x 的电压降 U_{12} 和 $U_{1'2'}$, 即

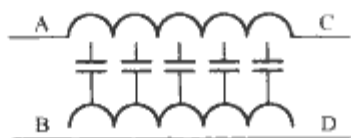


图 9.9-14 低通滤波器结构

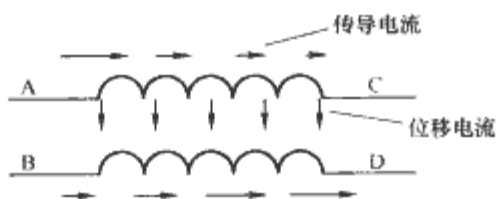


图 9.9-15 传导和位移电流

$$U_{12} = U_{1'2'} = L \Delta x \frac{di_{in}}{dt} \quad (9.9-16)$$

根据式 (9.9-16) 可得到沿着集成 LC 结构长度 x 方向的电压分布, 如图 9.9-17 所示。图 9.9-15 的总位移电流为

$$i_C = \int_{x=0}^X J_{ed} dx = CX \left(\frac{dU_{in}}{dt} - LX \frac{d^2 i_{in}}{dt^2} \right) \quad (9.9-17)$$

把图 9.9-14 的 LC 平面磁集成结构与图 9.9-18 中的集总低通滤波器进行端口特性比较

$$\left. \begin{aligned} U_A &= U_{in} \\ i_A &= i_{in} \\ i_o &= i_{in} - i_C \end{aligned} \right\} \quad (9.9-18)$$

$$\left. \begin{aligned} U_C &= U_{in} - L_f \frac{di_{in}}{dt} \\ i_C &= C_f \frac{dU_C}{dt} = C_f \left(\frac{dU_{in}}{dt} - L_f \frac{d^2 i_{in}}{dt^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (9.9-19)$$

由式 (9.9-17) 和式 (9.9-19) 可见, 当 $LX = L_f$ 和 $CX = C_f$ 成立时, 这个分布式网络具有与集总 LC 低通滤波器相同的端口特性。因此, 集成 LC 结构低通滤波器结构是 EMI 滤波器集成的基本功能模块。

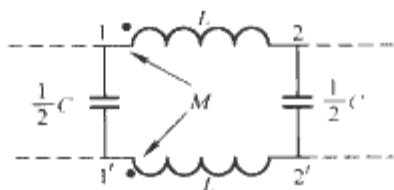


图 9.9-16 磁集成 LC 无穷小单元的等效电路

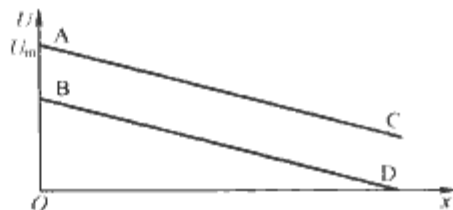


图 9.9-17 集成 LC 结构的电压分布图

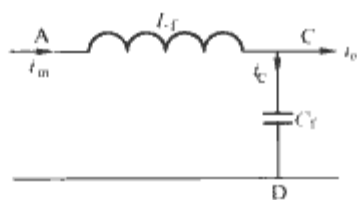


图 9.9-18 集总 LC 低通滤波器

(1) 集成 CM (共模) 滤波器的实现。在共模励磁下, EMI 滤波器可以等效为两个并联的低通滤波器。因此, 集成 CM 滤波器可以通过两个集成的 LC 绕组来实现, 如图

9.9-19 所示。图中, 两个集成的 LC 绕组都被连接成为低通滤波器形式, 它们之间有很强的磁耦合。其对应的等效电路如图 9.9-20 所示。

(2) 集成 DM (差模) 滤波器的实现。差模滤波器的等效电路是一个 π 型低通滤波器, 如图 9.9-21 所示, 其电感值很小, 大约在 $10 \sim 20 \mu H$ 范围内, 两个滤波电容值较大, 在 $0.1 \sim 1 \mu F$ 范围内。与分立 EMI 滤波器相同的是, 在集成 EMI 滤波器中, 也是利用集成共模滤波器的漏感来实现差模电感的。在控制漏感值方面, 平面共模滤波器具有更多的灵活性, 可以通过在两个绕组中间插入一层磁性材料来实现。因此不需要改变共模电感器的匝数, 而是通过调整磁性材料的磁导率和有效面积来调整漏感值。这样就为差共模电感器的解耦提供了可能性。

DM 电容可以用另一个连接成电容器的集成 LC 绕组来实现。它可以是一个简单的单匝或分数匝绕组, 如图 9.9-22 所示。

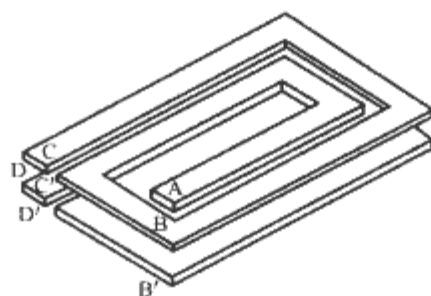


图 9.9-19 两个集成 LC 结构连接为 CM 滤波器

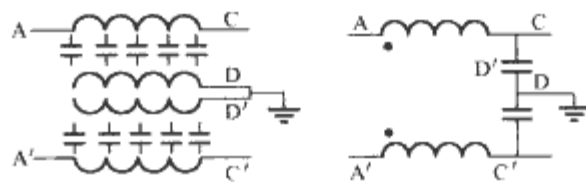


图 9.9-20 图 9.9-19 的等效电路

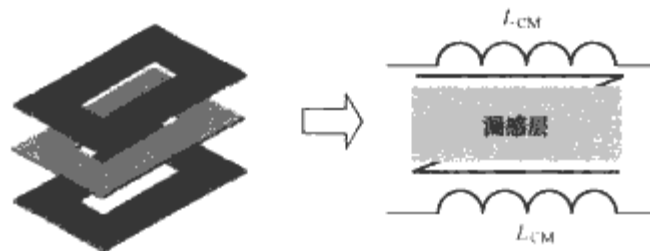


图 9.9-21 DM 电感的实现

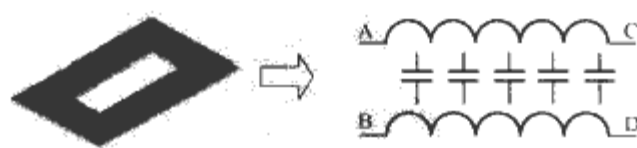


图 9.9-22 DM 电容的实现

(3) 集成 EMI 滤波器的实现。EMI 滤波器由共模滤波电路和差模滤波电路所组成, 因此由上面的分析可导出集成 EMI 滤波器的电路图, 如图 9.9-23 所示, 其实际结构如图 9.9-24 所示。

5.2 提高磁集成 EMI 电源滤波器高频性能的方法

由于采用了磁集成 LC 低通滤波器结构, 使得 EMI 电源滤波器可以集成为一个平面模块。而设计 EMI 滤波器的重要指标之一就是提高其高频性能, 为了实现这一目标, 需

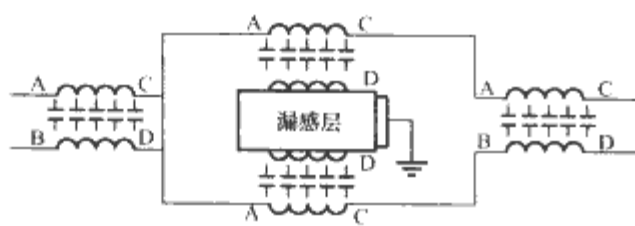


图 9.9-23 集成 EMI 滤波器的电路图

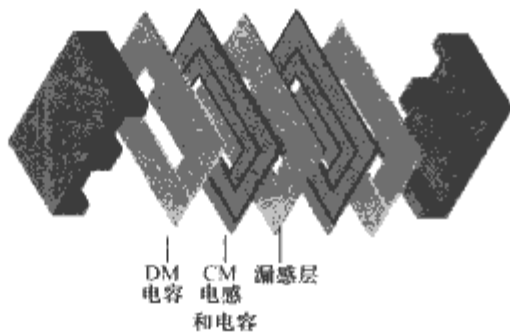


图 9.9-24 集成 EMI 滤波器的实际结构图

要：①减小等效并联寄生电容（EPC）；②减小等效串联寄生电感（ESL）；③提高其自身的高频损耗。

5.2.1 减小 EPC 的方法

- (1) 采用交错绕组结构。
- (2) 减小两平行电容板的相对面积。
- (3) 增加平行板间的距离。
- (4) 减小绝缘介质的相对介电常数。

5.2.2 减少绕组间分布电容的方法

(1) 理论依据。由于这种 LC 平面磁集成结构的两绕组靠得很近，使得电网中的各种噪声可通过它们之间的分布电容耦合进入电路。解决这一问题的有效方法就是在一次、二次绕组间增加一个静电屏蔽层，如图 9.9-25 所示。图 9.9-25 中 C_1 和 C_2 分别为一次、二次绕组与静电屏蔽层之间的分布电容。

(2) 具体实施。对于平面 LC 磁集成结构，为了减少绕组间分布电容，可在两绕组间加入一个地层，其平面结构如图 9.9-26 所示（图中为半个电感器的结构）。

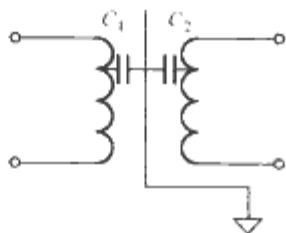


图 9.9-25 绕组间增加静电屏蔽层

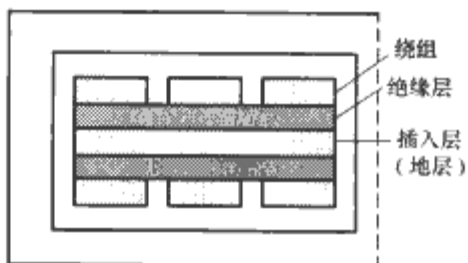


图 9.9-26 带有插入层的 LC 滤波器平面磁集成结构

5.2.3 减小 ESL 的方法

电容器不是一个纯粹的电容，它具有等效寄生电感，即自身串联电感、引线电感和连接导线电感。传统的减小 ESL 的方法是减小引线和连接线的长度。

对于磁集成 EMI 电源滤波器，等效电容由磁集成 LC 的分布电容来实现。因此要减小 ESL，就要减小其自身的

寄生电感和相互连接线的电感。磁集成 LC 结构是一个两端口的网络结构，两个端口连接方式不同，电容器的等效串联电感也不同，因此减小 ESL 的方法也不同。

(1) LC 串联连接方式。磁集成 LC 绕组连接的简化电路如图 9.9-27 (a) 所示。其中 L_1 和 L_2 分别为上、下层导体的电感，通常 $L_1 = L_2$ ， M 为它们之间的互感， L_3 和 L_4 为引线电感。 C_1 和 C_2 为层间分布电容，它们的值都是等效电容 C 的一半。将图 9.9-27 (a) 进行解耦变换并简化可得到如图 9.9-27 (b) 所示的等效电路，电容的等效 ESL 为

$$ESL = M + \frac{L - M}{2} + L_3 + L_4 \quad (9.9-20)$$

通常上、下层导体耦合得很紧密， $M \approx L$ 。由于绕组自感远大于漏感和连接线电感，故 $ESL \approx L$ 。

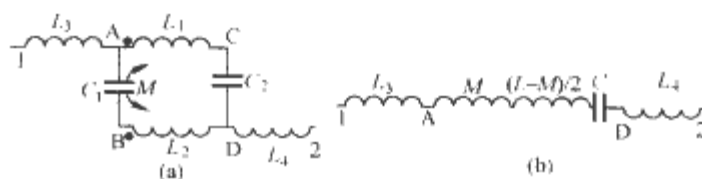


图 9.9-27 LC 串联连接方式的 ESL

(a) 初始电路；(b) 简化电路

(2) 两端点电容连接方式。只把磁集成 LC 绕组的两端点 A、B 连接在电路中，得到磁集成 LC 绕组两点连接电路如图 9.9-28 (a) 所示，进一步简化得到图 9.9-28 (b)。这时电容器的 ESL 为

$$ESL = L_3 + L_4 + L_S \quad (9.9-21)$$

$$L_S = L - M$$

式中： L_S 为漏电感。

显然这种情况下的 ESL 要小于前一种 LC 串联连接方式的 ESL。但是这两种连接方式都是电容串联电感的形式，这样会降低电容器的自身谐振频率和高频衰减损耗。为了解决这个问题，可以采用四端点传输线连接方式。

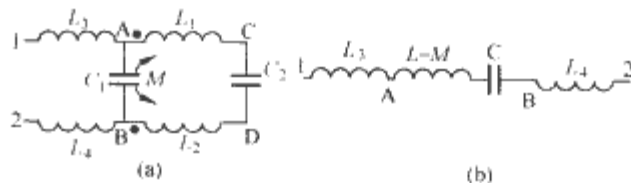


图 9.9-28 两端点连接方式的 ESL 推导过程

(a) 初始电路；(b) 简化电路

(3) 四端点传输线连接方式。四端点传输线连接方式的电路如图 9.9-29 (a) 所示，磁集成 LC 绕组的四个端子 A、B、C 和 D 都被利用上，连接成传输线结构。根据电路网络理论，这个二端口网络可以转换成 Z 参数 T 型等效电路，如图 9.9-29 (b) 所示，其中 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 分别为

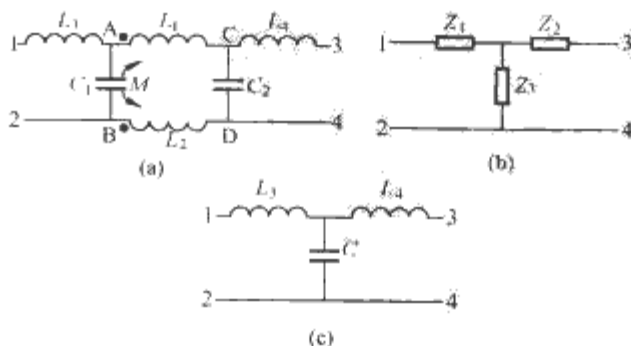


图 9.9-29 四端点传输线连接方式的 ESL 推导过程

(a) 初始电路；(b) T 型等效电路；(c) 简化电路

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= j\omega L_3 + \frac{j\omega L_s}{1 - \omega^2 \frac{L_s C}{2}} \\ Z_2 &= j\omega L_4 + \frac{j\omega L_s}{1 - \omega^2 \frac{L_s C}{2}} \\ Z_3 &= \frac{1}{j\omega C} \times \frac{1}{1 - \omega^2 \frac{L_s C}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (9.9-22)$$

通常漏电感很小,因此可以简化成如图 9.9-29 (c) 所示的等效电路。可以看出漏电感从电容支路中移出,此时的 ESL 只是电容器自身的引线电感,因此高频性能得到了改善。

5.2.4 提高高频损耗的方法

在设计磁集成 EMI 电源滤波器时,希望其在高频段实现高损耗,在工频段实现低损耗,例如可使用窄、厚导体线圈来减小 EPC,但是也相应增加了集肤效应、邻近效应和低频绕组损耗。为了进一步增加高频损耗,可以采用多层金属导体结构,如图 9.9-30 所示,在纯铜导体的上、下表面各镀一层镍。



图 9.9-30 在铜导体的上、下两层镀镍的结构

因为电流总是先流过低阻抗路径,所以在低频段的大部分电流将会流过铜层,使之在低频段有较低的损耗,而在高频段,由于集肤效应和邻近效应的存在,使得 CM 和 DM 噪声电流分别流过上、下镍层。随着导体厚度 d 与其集肤深度 δ 之比 (d/δ) 的增加,导体的导通损耗几乎呈指数函数增加,其中集肤深度 δ 的定义如式 (9.2-62) 所示。因为镍的电阻率比铜高 4 倍,磁导率比铜高 100~600 倍,因此在相同频率下,其集肤深度比铜小得多,例如在频率为 1MHz 时,纯铜的集肤深度为 66 μm ,而纯镍的集肤深度只有 5.4 μm ,这使得镍对 CM 和 DM 噪声产生很高的交流电阻。

5.3 磁集成 EMI 滤波器的设计

磁集成 EMI 滤波器的基本单元是 LC 绕组。以一个单级磁集成 EMI 滤波器为例,它有四个 LC 绕组,其中两个组成 CM 模块,另两个组成 DM 模块。但在设计它们时需要不同的方法。

5.3.1 利用磁集成 LC 绕组形成 CM 滤波器参数的计算

(1) CM 滤波器的电感计算。CM 滤波器的电感值和电容值可以根据传统 EMI 电源滤波器的设计方法得出,在设计低造型 CM 滤波器时,一般选用平面 E 型磁心。其电感计算公式为

$$L_{CM} = \mu_0 \mu_r N^2 A_e / l_e \quad (9.9-23)$$

式中: μ_r 为磁心的相对磁导率; N 为绕组匝数; A_e 为磁心有效截面积; l_e 为磁心有效磁路长度。

(2) CM 滤波器的电容计算。电容计算公式为

$$C_{CM} = \epsilon_0 \epsilon_r N l_{mean} \frac{w}{d} \quad (9.9-24)$$

式中: ϵ_r 为绝缘介质的相对介电常数; N 为磁集成 L-C 绕组

的匝数; l_{mean} 为每匝平均长度; w 为导体宽度; d 为绝缘介质厚度。

5.3.2 利用磁集成 LC 绕组形成 DM 电容的计算

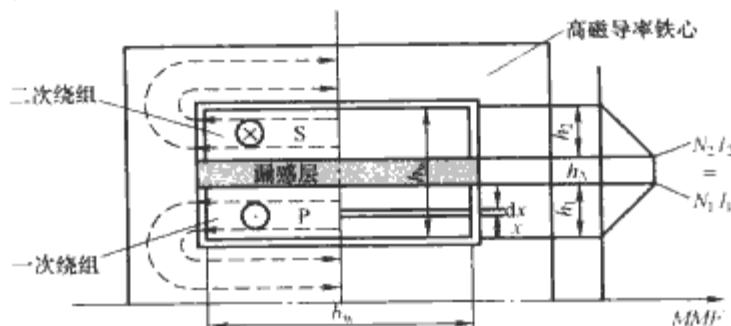
利用 LC 混合绕组设计 DM 电容类似于平面电容的设计,电容的计算公式为

$$C_{DM} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r w_2 l_{mean}}{d_2} \quad (9.9-25)$$

式中: ϵ_r 为 DM 电容绝缘物质的相对介电常数; l_{mean} 为每匝平均长度; w_2 为铜导体的宽度; d_2 为绝缘层厚度。

5.3.3 DM 电感的计算

在磁集成 EMI 滤波器中,DM 电感一般由 CM 模块的漏感来实现。但其形成的漏感不够大,因此为了增加漏感,需要在两个 CM 模块之间增加一层磁性介质,如图 9.9-31 所示。图 9.9-31 中,可以将 CM 电感器的多层绕组简化为一个相同厚度的单层绕组。



铜绕组宽度, s 为匝间的布线间隙长度。当铜箔厚度 t_1 给定时, 采用 Maxwell 2D 仿真器可以算出单位长度的电容 C_1 。

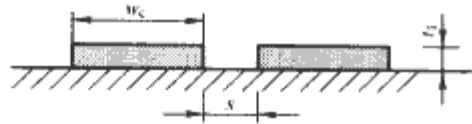
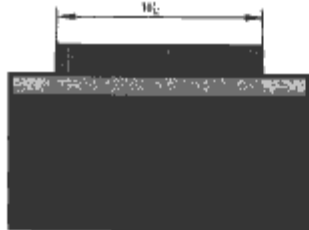


图 9.9-33 寄生电容 C_1 基本单元的等效电路

单位长度绕组与磁心之间电容 C_2 的基本单元如图 9.9-34 所示。 C_2 可以根据已知公式得出



$$C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r w_c}{t_2} \times 10^{12} \quad (\text{pF/m}) \quad (9.9-30)$$

式中: t_2 为绝缘层厚度; ϵ_r 为绝缘层的相对介电常数。

图 9.9-34 寄生电容 C_2 基本单元的等效电路 总的电感绕组寄生电容为:

- (1) 当电感绕组匝数为 2 匝时, $C_e = C_1 + C_2/2$ 。
- (2) 当电感绕组匝数大于 2 匝时, $C_e = (C_1 + C_2)/2$ 。

为了减小绕组的寄生电容, 需减小 C_1 和 C_2 , 可采用以下方法:

- (1) 增加邻近绕组铜箔的距离。
- (2) 减小铜箔的宽度。
- (3) 增加绝缘层的厚度。
- (4) 使用相对介电常数低的绝缘材料。

5.3.5 磁集成 EMI 滤波器的具体设计

采用磁集成 LC 结构来设计 EMI 滤波器, 其一半绕组窗口结构如图 9.9-35 (a) 所示, 设计参数和介质材料参数如表 9.9-1 和表 9.9-2 所示。将有关参数带入上述公式, 可得到相关参数值: $L_{CM} = 1.28\text{mH}$, $C_{CM} = 2.58\text{nF}$, $L_{DM} = 10.5\text{ }\mu\text{H}$, $C_{DM} = 0.105\text{ }\mu\text{F}$, $C_e = 2.3\text{nF}$, $R_s = 0.15\text{ }\Omega$, $k_1 = 0.894$, $k_2 = 0.998$ 。磁集成 EMI 滤波器的等效电路如图 9.9-35 (b) 所示。

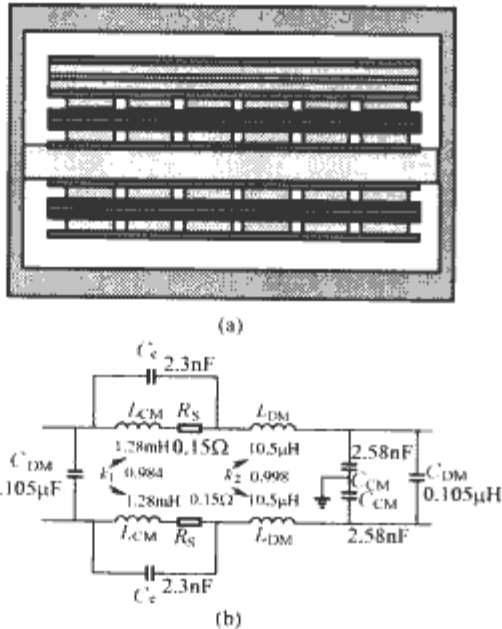


图 9.9-35 磁集成 EMI 滤波器的绕组结构和等效电路 (a) 绕组结构; (b) 等效电路

表 9.9-1 设计参数

设计参数	磁心型号	铁心截面积 (mm ²)	铁心磁路长度 (mm)	绕组总匝数	每层绕组匝数	铜导体宽度 (mm)	铜导体厚度 (mm)	镍层厚度 (mm)	漏感层厚度 (mm)
Planar	E43/10/28-3F3	225	50.8	12	6	1.5	0.2	0.1	2.4
参数值	PLT43/28/4-3F3								

表 9.9-2 介质材料参数

介质材料	CM 电感的磁性材料	漏感层的磁性材料	CM 电容的电介质	DM 电容的电介质	绝缘层
参数	(材料) 初始磁导率	(材料) 初始介电常数	(材料) 初始介电常数 (厚度)	(材料) 初始介电常数 (厚度)	(材料) 初始磁导率 (厚度)
参数值	(Philips3F3) 1800	(Siemens FPC C9) 9	(NP0) 86 (0.3mm)	(Y5V) 14000 (0.2mm)	(kapton) 3.6 (0.05mm)

6 倍流整流电路中的集成磁件设计

倍流整流电路 (Current Doubler Rectifier, CDR) 由于变压器二次侧的最小匝数为一, 所以变压器二次绕组的利用率高、铜损小, 易于实现高功率密度和低损耗, 适用于高频、低压大电流场合。但分立磁件 (Discrete Magnetics, DM) 倍流整流电路中磁性元件和连接端子较多, 削弱了该电路在高功率密度和大电流场合铜损低的优势。为此, 人们引入集成磁件 (Integrated Magnetics, IM), 将变压器和两个电感集成, 来减小磁性元件体积, 提高功率密度, 减少连接端子。

为了方便起见, 下面称采用分立磁件的倍流整流电路为 DM-CDR 电路, 则采用集成磁件的倍流整流电路为 IM-CDR 电路。

6.1 IM-CDR 电路的改进与完善

IM-CDR 电路一直是人们的研究热点, 并得到不断的改进与完善。图 9.9-36 给出了 DM-CDR 电路和三种 IM-CDR 电路。图 9.9-36 (b) 为 C. Peng 提出的最早的 IM-CDR 电路, 虽然磁性元件数量减少, 但较多的绕组和连接端子限制了该 IM 的应用; Wei Chen 提出图 9.9-36 (c) 所示的 IM 方案, 这种方案减少了连接端子和绕组数量, 适用于大电流场合。但该磁件中, 绕组分别位于三个磁柱, 存在较大的漏感, 会降低变流器的性能。此外, 为了减小一次侧电流脉动, 气隙集中在侧柱而中柱无气隙, 使得生产、安装困难, 同时气隙处的散磁还会增加铜损。为此, Peng Xu 拆分图 9.9-36 (c) 中 IM 的一次绕组, 改变绕组连接方式, 并将气隙集中到磁心中柱, 得到图 9.9-36 (d) 所示的 IM。改进的 IM 不仅减小了漏感, 结构更便于生产, 还有利于减小磁心损耗和电流

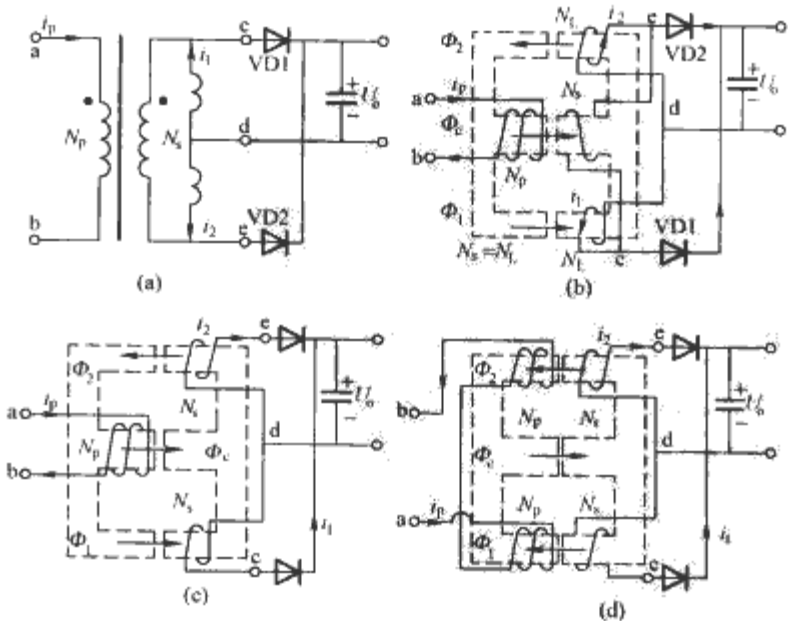


图 9.9-36 CDR 电路及其三种 IM-CDR 电路

(a) DM-CDR 电路; (b) C. Peng 提出的 IM-CDR 电路; (c) Wei Chen 提出的 IM-CDR 电路; (d) 改进型 IM-CDR 电路

脉动。

下面用图 9.9-37 说明如何运用绕组变换方法由图 9.9-36 (b) 所示的 IM 变换得到图 9.9-36 (c)、(d) 所示的 IM, 图 9.9-37 (a)、(c)、(e) 对应于图 9.9-36 (b)、(c)、(d)。

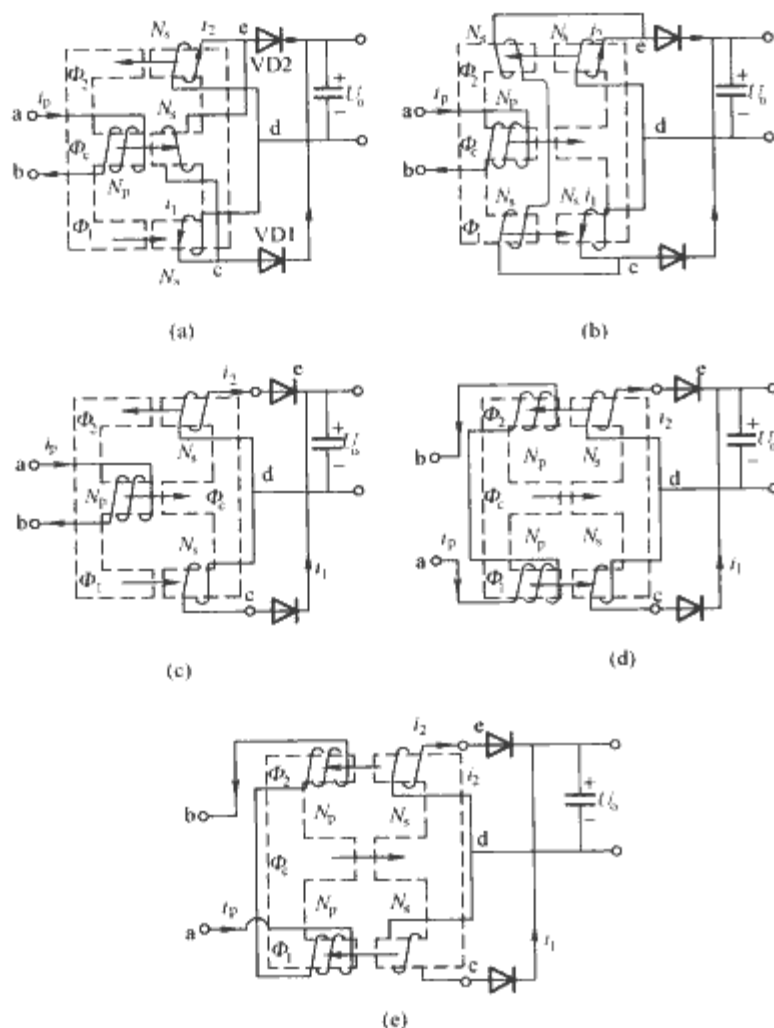


图 9.9-37 CDR 电路中 IM 的变换过程

- (a) C. Peng 提出的 IM; (b) 拆分 (a) 中 IM 的绕组得到的 IM;
(c) 合并 (b) 中 IM 的绕组得到 Wei Chen 提出的 IM;
(d) 拆分 (c) 中 IM 的绕组得到的 IM;
(e) 改变 (d) 中 IM 的绕组连接方式得到改进型 IM

用源转移等效变换方法, 将图 9.9-37 (a) 所示磁件的副边绕组匝数不变、一拆为二, 得到图 9.9-37 (b)。令 R_1 、 R_2 、 R_c 分别为磁心三个磁柱的磁阻, 可画出图 9.9-37 (b) 在一个工作周期内的等效磁路: 当 a、b 两点间电压为正时, 输出电压加在 c、d 两端, c 正 d 负, Φ_1 增加, Φ_2 减小, 等效磁路为图 9.9-38 (a); 当 a、b 两点间电压为负时, 输出电压加在 e、d 两端, e 正 d 负, Φ_2 增加, Φ_1 减小, 等效磁路为图 9.9-38 (b)。由等效磁路可知, 当 a、b 两点间电压为正时, 在 Φ_2 对应的磁路, 电感与变压器二次侧产生的磁通势完全抵消; 当 a、b 两点间电压为负时, 在 Φ_1 对应的磁路, 磁通势抵消为零。根据磁路分析结果, 将图 9.9-37 (b) 中 IM 的变压器二次绕组与电感绕组合并, 得到图 9.9-37 (c), 即 Wei Chen 提出的 IM。图 9.9-37 (c) 与图 9.9-37 (a) 相比, 省去了变压器二次绕组, 减少了 IM 的连接端子, 对减小磁件铜损和体积非常有利。但是, 该 IM 中绕组分别位于三个磁柱, 必然存在较大的漏感, 会降低变流器性能。为克服这个问题, 可用源转移变换方法, 将一次侧 ab 绕组一拆为二, 移到侧柱, 如图 9.9-37 (d) 所示。图 9.9-37 (d) 中, IM 的绕组被分成两部分, 分别绕在磁心两个侧柱。改变图 9.9-37 (d) 中一个磁柱上绕组的连接方式 (实际是改变绕组同名端) 就得到了改进的 IM-CDR 电路, 如图 9.9-37 (e) 所示。改变绕组连接方式时, 同一磁柱上的各

绕组要同时变化, 使同一磁柱上各绕组间的同名端相对不变。图 9.9-37 (e) 的 IM 与图 9.9-37 (c) 相比, 能减小磁心中柱的交变磁通, 对减小一次侧电流脉动也有好处。

6.2 改进型 IM-CDR 电路的分析

当工作在不对称控制的变流器中, 如不对称半桥变流器等, 倍流整流电路有两个工作模式: $u_{ab} > 0$ 或者 $u_{ab} < 0$ 。当工作在对称控制的变流器中, 如对称半桥变流器等, 倍流整流电路还要增加一个工作模式: $u_{ab} = 0$ 。下面针对不对称控制的变流器进行模式分析。

(1) 模式 1 $[0, DT]$ 。一次侧电压 u_{ab} 为正, 二次侧感应电压 u_{dc} 为负, u_{de} 为正, VDR1 导通, VDR2 截止。线圈 cd 流过负载电流 i_o 。等效电路如图 9.9-39 (a) 所示。磁柱 1 的磁通 Φ_1 减小, 磁柱 2 的磁通 Φ_2 增加。磁件的等效磁路如图 9.9-39 (b) 所示。

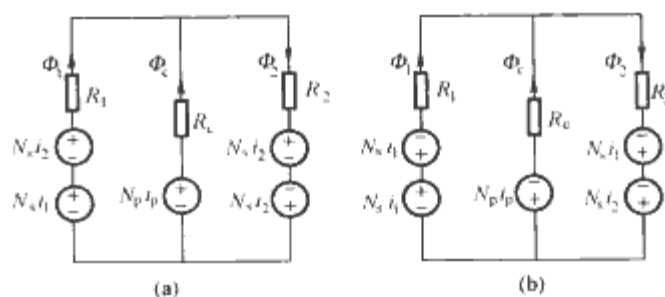


图 9.9-38 图 9.9-37 (b) 所示磁件的等效磁路
(a) $u_{ab} > 0$; (b) $u_{ab} < 0$

(2) 模式 2 $[DT, T]$ 。一次侧电压 u_{ab} 为负, 二次侧感应电压 u_{dc} 为正, u_{de} 为负, VDR1 截止, VDR2 导通。线圈 dc 流过负载电流 i_o 。等效电路如图 9.9-39 (c) 所示。磁通 Φ_1 增加, 磁通 Φ_2 减小。磁件的等效磁路如图 9.9-39 (d) 所示。

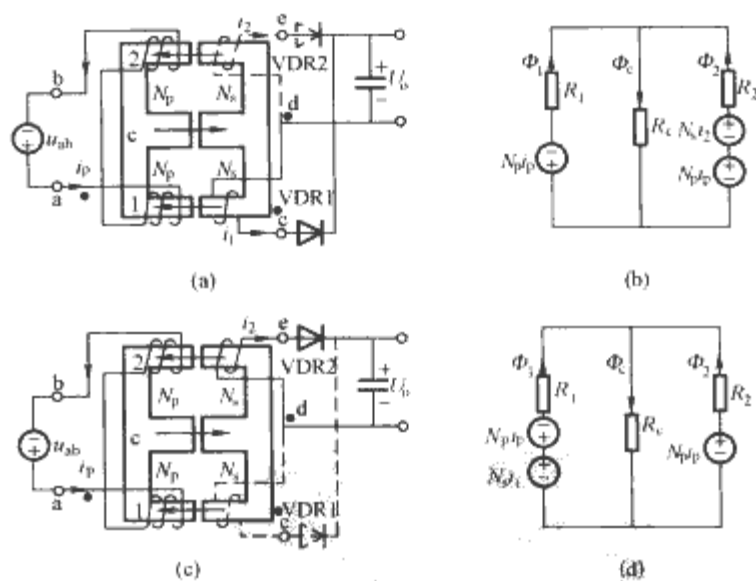


图 9.9-39 电路的工作模式

- (a) 模式 1 $[0 \sim DT]$; (b) 模式 1 $[0 \sim DT]$ 等效磁路;
(c) 模式 2 $[DT \sim T]$; (d) 模式 2 $[DT \sim T]$ 等效磁路

根据电磁感应定律, 可以得到各磁柱上的交变磁通和磁通密度表达式, 即

$$\left. \begin{aligned} |\Delta\Phi_1| &= U_o DT / N_s \\ |\Delta\Phi_2| &= U_o T(1-D) / N_s \\ |\Delta\Phi_c| &= U_o T|1-2D| / N_s \end{aligned} \right\} \quad (9.9-31)$$

$$\Delta B_i = \frac{|\Delta\Phi_i|}{A_i} \quad (i = 1, 2, c) \quad (9.9-32)$$

式中: T 为开关周期; A_1 、 A_2 和 A_c 分别是磁心的两个边柱和中柱的导磁面积。

由模式 1、模式 2 的磁路方程和式 (9.9-31), 可以求得输出电流脉动和一次侧电流脉动, 即

$$\Delta i_o = \left| (R_2 + 2R_c) \frac{U_o T}{N_s^2} - (R_1 + R_2 + 4R_c) \frac{U_o T}{N_s^2} D \right| \quad (9.9-33)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_p &= \frac{U_o T}{N_p N_s} \left| (1-D)(R_2 + 2R_c) - R_c \right| \\ &= \frac{U_o T}{N_p N_s} \left| -R_1 D - 2R_c D + R_c \right| \end{aligned} \quad (9.9-34)$$

当 $R_1 = R_2$ 时, 满足

$$\Delta i_o = \frac{U_o T}{N_s^2} (1-2D)(R_1 + 2R_c) \quad (9.9-35)$$

由式 (9.9-35) 可以看出, 当 $D=0.5$ 时, 输出电流纹波为零。当 $D \neq 0.5$ 时, 通过合理的设计磁件的磁阻关系, 也可以大大减小输入和输出的电流纹波, 从而提高整机效率。

6.3 改进型 IM 的设计依据

与传统的磁件不同, 集成磁件各个磁柱的磁通密度都不尽相同。为了防止磁柱磁饱和, 需要了解每个磁柱的磁密状态, 包括交变磁通密度和最大磁通密度。

考虑到 $\Phi_r = \Phi_1 + \Phi_2$, 根据模式 1、模式 2 磁路方程, 结合一次侧电流的特点, 可以推得磁件各磁柱的直流磁通。并结合式 (9.9-31) 的结果, 相应可以得到各磁柱的最大磁通密度, 即

$$\begin{aligned} B_{1,\max} &= \left| \frac{(R_2 D + 2R_c D - R_c) N_s I_o}{A_1 (R_1 R_2 + R_2 R_c + R_1 R_c - 2R_1 R_c D + 2R_2 R_c D)} \right| + \frac{U_o T}{2A_1 N_s} D \\ B_{2,\max} &= \left| \frac{(R_1 + R_c - 2R_c D - R_1 D) N_s I_o}{A_2 (R_1 R_2 + R_2 R_c + R_1 R_c - 2R_1 R_c D + 2R_2 R_c D)} \right| + \frac{U_o T}{2A_2 N_s} (1-D) \\ B_{c,\max} &= \left| \frac{(R_2 D + R_1 - R_1 D) N_s I_o}{A_c (R_1 R_2 + R_2 R_c + R_1 R_c - 2R_1 R_c D + 2R_2 R_c D)} \right| + \frac{U_o T}{2A_c N_s} |1-2D| \end{aligned} \quad (9.9-36)$$

令集成磁件的两个边柱和中心磁柱的气隙分别为 g_1 、 g_2 和 g_c , 忽略磁心的磁阻, 则各个磁柱的磁阻约为

$$R_i = \frac{g_i}{\mu_0 A_i} \quad (i = 1, 2, c) \quad (9.9-37)$$

根据磁件的设计公式, 参考本章 1.2 节给出的设计要点和设计步骤就可以进行集成磁件的设计。

6.4 设计实例

6.4.1 设计指标

输入电压 (直流) 为 57~63V; 输出直流电压为 3.3V; 额定输出功率为 100W; 额定输入且满载时, 输出效率不低于 90%; 主电路为不对称控制的半桥电路, 二次侧采用同步整流。

6.4.2 设计过程

(1) 开关频率的确定。高频化有利于减小磁件体积, 却会增加器件的损耗, 当频率提高到一定程度时, 综合考虑变频器的体积、效率及常用控制芯片的频率范围等, 选取开关

频率为 500kHz。

(2) 匝比的选取。由于输入电压基本稳定, 占空比可以取在接近 0.5 处, 实际取 $D_{\max} = 0.45$ 。根据不对称半桥变频器的输入输出电压关系

$$U_o = U_m \frac{N_s}{N_p} D(1-D) \quad (9.9-38)$$

将 $U_m = 60V$, $U_o = 3.3V$, $D_{\max} = 0.45$ 代入式 (9.9-38) 中计算得到匝比 $K = 0.248$, 实际取 $K = 0.25$, 则实际的最大占空比为 0.44。

(3) 同步整流管的选取。为了降低损耗, 每个同步整流管可选用两个 MTP75N03HDL 并联。

(4) 主开关管。选用 IRL540。

(5) 集成磁件设计。

1) 选择磁心。根据式 (9.9-31)、式 (9.9-32), 考虑高频时铁损较大, 取最大交变磁密为 0.1T。令 $N_s = 1$, 计算得到各个磁柱所需的最小截面积为 $A_1 = 30.8\text{mm}^2$, $A_2 = 39.2\text{mm}^2$, $A_c = 8.4\text{mm}^2$ 。由于 A_c 主要流过直流磁通, 因此并不参考 A_c 的计算值来选择磁心。根据计算结果, 选取 E22/5.7/16-3F4 磁心, 其 $A_1 = A_2 = 40\text{mm}^2$, $A_c = 80\text{mm}^2$, 可以选用 EE 结构或 EI 结构。

表 9.9-3 所设计的改进型 CDR-IM 的磁心参数

参数	气隙 (mm)	磁阻 (H^{-1})	最大交变磁密 (T)	最大直流磁密 (T)	最大磁密 (T)
磁柱 1	0.047	9.263×10^5	0.077	0.154	0.192
中柱	0.047	4.631×10^5	0.011	0.202	0.208
磁柱 2	0.047	9.263×10^5	0.098	0.251	0.3

2) IM 结构的选择、磁阻参数的设计。本文采用图 9.9-37 (e) 所示的集成磁件结构。考虑可生产性, 两个边柱气隙取相等。结合公式 (9.9-36) 和式 (9.9-37) 则集成磁件按照下面公式设计, 即

$$\begin{aligned} B_{\max} &\geq \left| \frac{\mu_0 A_1 (2g_1 D + 2g_c D - g_c) N_s I_o}{2A_1 g_1 (g_1 + g_c)} \right| + \frac{U_o T}{2A_1 N_s} D \\ B_{\max} &\geq \left| \frac{\mu_0 A_1 (2g_1 + g_c - 2g_c D - 2g_1 D) N_s I_o}{2A_2 g_1 (g_1 + g_c)} \right| + \frac{U_o T}{2A_2 N_s} (1-D) \\ B_{\max} &\geq \left| \frac{\mu_0 A_1 g_1 N_s I_o}{A_c g_1 (g_1 + g_c)} \right| + \frac{U_o T}{2A_c N_s} |1-2D| \end{aligned} \quad (9.9-39)$$

其中 B_{\max} 为根据磁心材料选取的最大磁通密度, 实际取 0.3T。显然, 满足式 (9.9-39) 的解有无穷多组。令三个气隙相等, 可以解 $g_1 = g_2 = g_c = 0.047\text{mm}$, 可以用最薄的 0.05mm 的聚酰亚胺薄膜来实现。具体磁件的状态参数如表 9.9-3 所示。从表 9.9-3 中的参数可以看出, 中柱无论是最大磁密还是交变磁密的利用率都不足, 说明磁件的体积还有继续减小的空间, 但这需要定制磁心。

7 磁集成正反激变频器的设计

在低压/大电流输出的应用场合, 正反激有源箝位电路 (Flyback-Forward converter with Active Clamp circuit, FFAC) 是一种较有吸引力的电路拓扑。它具有以下特点:

(1) 具有线性的输入输出关系, 可用于输入电压变化范围较宽场合。

(2) 变压器二次侧波形无死区, 适于应用自驱动同步整

流技术。

(3) 输出电流脉动较小, 有利于减小输出滤波电感, 提高变流器的输出动态性能。

本节结合低压/大电流输出的 FFAC 变流器, 研究磁集成技术的应用, 实现电感和变压器的集成。

7.1 磁集成正反激变流器

图 9.9-40 给出了具体的 FFAC 变流器电路图。图 9.9-40 中 U_{in} 、 U_o 分别表示电路的输入、输出电压, N_p 、 N_s 分别为变压器的一次、二次绕组匝数, L_m 是变压器的磁化电感, “·” 表示各个绕组的同名端, L_o 和 C_o 分别是输出滤波电感和滤波电容, VI1 为一次侧电路的主功率管, VI2 为有源箝位支路的辅管, VI3、VI4 是同步整流管, C_r 为箝位电容。

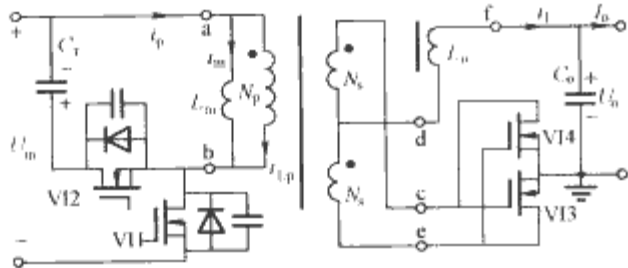


图 9.9-40 FFAC 变流器

令电路的开关频率为 f_s , 主管 VI1 的占空比为 D , 则 FFAC 变流器的基本关系如表 9.9-4 所示, 其推导方法与其他电路相同, 文中不作叙述。

表 9.9-4 FFAC 变流器的基本关系表		
输入、输出电压间关系 ($U_o \sim U_{in}$)	箝位电容电压 U_{Cr}	电感电流脉动 Δi_L
$U_o = \frac{2N_s}{N_p} U_{in} D$	$U_{Cr} = \frac{U_{in} D}{1-D}$	$\Delta i_L = \frac{U_o (1-2D)}{2L_o f_s}$

7.2 IM 变流器的推导

用磁件等效电路的通用模型推导 IM 变流器, 由图 9.9-40 可以导出三种磁集成 FFAC 变流器 (IM-FFAC), 如图 9.9-41 所示, 为便于分析, 分别令三种 IM 变流器中的磁件为 A、B、C。图 9.9-41 中, Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 分别表示磁心三个磁柱的磁通, N_L 是 df 绕组的匝数, 其他变量的定义与图 9.9-40 完全相同。磁件 A、B 可由 FFAC 变流器中的电感和变压器解耦集成得到, A、B 的差别只是绕组连接方式不同。A 中 i_L 从 df 绕组的 “·” 端流进, B 中 i_L 从 df 绕组的 “·” 端流出。磁件 C 是由磁件 A 经过绕组拆分和绕组合并变换得到 (变换条件为 $N_L = N_s$)。变换磁件 A、B 还能得到其他的 IM, 但绕组结构太复杂, 文中不作讨论。

分析三种磁件, 可看出磁件 C 的漏感影响较大, C 中的 ab 绕组与 ef 绕组不在同一磁柱, 绕组间漏感大, 会引起较大的电压尖峰, 增加电路的循环能量和同步整流管的换流时间, 而降低电路的可靠性和效率。因此, 后文只比较 A、B 对电路的影响, 并进行选择。

为方便起见, 在后文中, 仍沿用通常的称谓。称 ab 绕组为一次绕组, cd 和 ed 绕组为二次绕组, fg 绕组为电感绕组。

7.3 IM 变流器的磁路分析

考虑电路的工作状态, 大致可将磁件 A 的状态分为两个阶段。

(1) 阶段 1。如图 9.9-42 (a) 所示, 磁件 A 各绕组 “·” 端为正, Φ_1 、 Φ_2 增加, i_L 经 cd 绕组、df 绕组流通, i_1

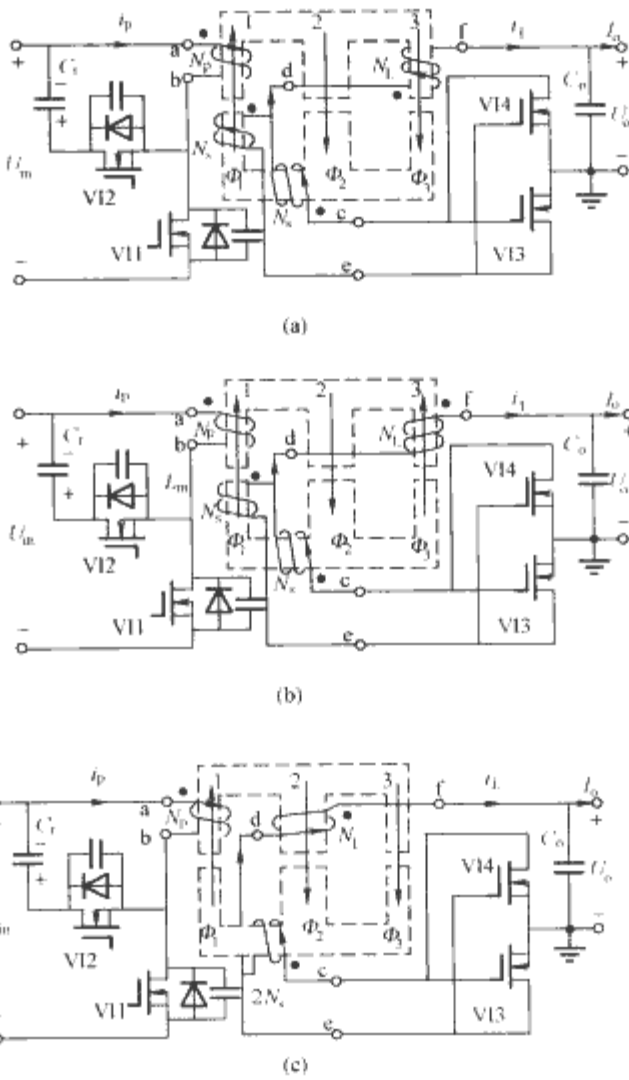


图 9.9-41 IM-FFAC 变流器

- (a) 采用磁件 A 的 IM-FFAC 变流器;
- (b) 采用磁件 B 的 IM-FFAC 变流器;
- (c) 采用磁件 C 的 IM-FFAC 变流器

$= i_L$, 磁件的等效磁路如图 9.9-42 (b) 所示。

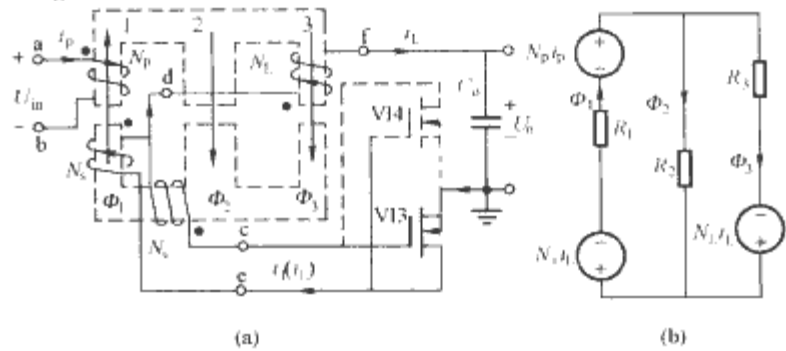


图 9.9-42 阶段 1 中磁件 A 及其等效磁路

(a) 磁件 A 示意图; (b) 磁件 A 的等效磁路

(2) 阶段 2。如图 9.9-43 (a) 所示, 磁件 A 各绕组 “·” 端为负, Φ_1 、 Φ_2 减小, i_L 经 cd 绕组、df 绕组流通, $i_2 = i_L$, 磁件的等效磁路如图 9.9-43 (b) 所示。

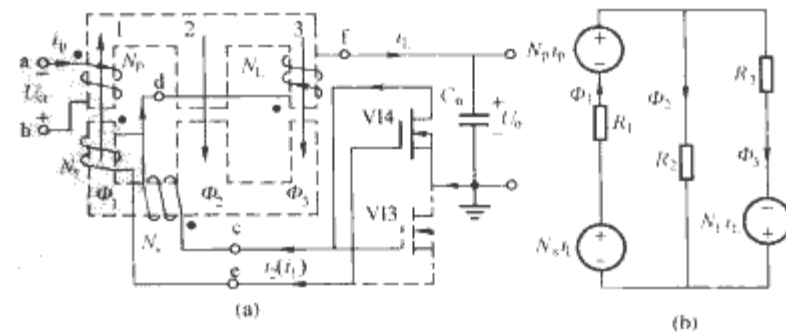


图 9.9-43 阶段 2 中磁件 A 及其等效磁路

(a) 磁件 A 示意图; (b) 磁件 A 的等效磁路

7.4 IM变流器的基本关系

由于IM-FFAC变流器的基本电压关系与DM变流器相同,这里只分析IM-FFAC变流器的电流关系,具体电压关系参见表9.9-4。除特别说明,以下公式对采用磁件A或B的IM变流器都适用。

(1) 电感绕组的电流脉动 Δi_L 。结合不同阶段的磁路方程,可以得到:

对磁件A

$$\Delta i_L = \frac{(R_3 + R_2)\Delta\Phi_3 - R_2\Delta\Phi_1}{N_L} \quad (9.9-40)$$

对磁件B

$$\Delta i_L = \frac{(R_3 + R_2)\Delta\Phi_3 + R_2\Delta\Phi_1}{N_L} \quad (9.9-41)$$

由式(9.9-40)、式(9.9-41)可看出,当 $|\Delta\Phi_1| \gg |\Delta\Phi_3|$, Δi_L 主要由 R_2 和 $\Delta\Phi_1$ 决定, R_2 越大,电流脉动越大。

(2) VI的电流脉动 Δi_{VI} 。 Δi_{VI} 等于 i_p 在 $[0, DT]$ 中的脉动,根据阶段1中磁件的磁路方程和具体磁通关系可得:

对磁件A

$$\Delta i_{VI} = \left| \frac{\Delta\Phi_1 R_1}{N_p} + \frac{\Delta\Phi_3 R_3 N_s}{N_L N_p} + \frac{(N_L - N_s)R_2(\Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_3)}{N_p N_L} \right| \quad (9.9-42)$$

对磁件B

$$\Delta i_{VI} = \left| \frac{\Delta\Phi_1 R_1}{N_p} + \frac{\Delta\Phi_3 R_3 N_s}{N_L N_p} + \frac{(N_L + N_s)R_2(\Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_3)}{N_p N_L} \right| \quad (9.9-43)$$

7.5 磁件设计依据

由法拉第电磁感应定律及磁件的磁通关系可推得磁心的交变磁通

$$\Delta\Phi_1 = \frac{U_m D}{N_p f_s} = \frac{U_o}{2N_s f_s} \quad (9.9-44)$$

$$\Delta\Phi_3 = \frac{U_o(1-2D)}{2N_L f_s} \quad (9.9-45)$$

对磁件A $\Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_3$ (9.9-46)

对磁件B $\Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_3$ (9.9-47)

稳态时, $[DT, T]$ 中一次绕组电流的直流分量为零,电感绕组电流的直流分量、二次绕组(cd绕组)电流直流分量等于输出电流 I_o 。则磁件不同磁柱的直流磁通 Φ_{dc1} 、 Φ_{dc2} 、 Φ_{dc3} ,满足

对磁件A

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{dc1} &= \frac{N_s(R_2 + R_3)I_o + I_o N_L R_2}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \\ \Phi_{dc2} &= \frac{N_s R_3 I_o - I_o N_L R_1}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \\ \Phi_{dc3} &= \frac{N_s R_2 I_o + I_o N_L (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \end{aligned} \right\} \quad (9.9-48)$$

对磁件B

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{dc1} &= \frac{N_s(R_2 + R_3)I_o - I_o N_L R_2}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \\ \Phi_{dc2} &= \frac{N_s R_3 I_o + I_o N_L R_1}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \\ \Phi_{dc3} &= \frac{I_o N_L (R_1 + R_2) - N_s R_2 I_o}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \end{aligned} \right\} \quad (9.9-49)$$

根据直流磁通的表达式进而可求得磁通密度的直流分量 B_{dc1} ($i=1, 2, 3$)及最大磁密 $B_{i,max}$ ($i=1, 2, 3$),如式(9.9-50)、式(9.9-51)所示。

$$B_{dc1} = \Phi_{dc1} / A_i \quad (i=1, 2, 3) \quad (9.9-50)$$

$$B_{i,max} = |\Delta B_{i,max}| / 2 + |B_{dc1,max}| \quad (i=1, 2, 3) \quad (9.9-51)$$

由式(9.9-48)和式(9.9-49)可看出:

(1) 不同绕组联结方式二次绕组(cd绕组)和电感绕组产生的直流磁通的作用效果不同:磁件A的绕组联结方式使两绕组产生的直流磁通在中柱互相削减、侧柱互相叠加;磁件B的绕组联结方式使两绕组产生的直流磁通在侧柱互相削减、中柱互相叠加。

(2) 当绕组匝数、绕组电流、磁件磁阻相同时,磁件A中柱的直流磁通小于磁件B,磁件B侧柱的直流磁通小于磁件A。

目前常用的气隙结构有三种,如图9.9-2所示。图9.9-2(a)称为1号;图9.9-27(b)称为2号;图9.9-2(c)称为3号。将A、B两种绕组联结方式与三种气隙结构组合可得到六种具体的磁件,分别称为A1号、A2号、A3号、B1号、B2号、B3号,A、B对应绕组联结方式,1、2、3分别对应图9.9-2中的三种气隙结构。

7.6 磁件设计实例

变流器设计要求及主电路参数如下:

输入电压范围(直流)为36~72V;输出直流电压为5.0V;最大输出电流为30A;输出电压变化范围为小于或等于 $\pm 0.2\%$;开关频率为300kHz;匝比 N_p/N_s 为8:1;同步整流管为两只IRL3803S并联;输出电容为两只2200 μF /10V并联。

由于输出电容ESR为40m Ω ,通常令输出纹波(不包括高频噪声)小于50mV,则可确定 $|\Delta i_L|$ 的允许范围为 $|\Delta i_L| \leq \left(\frac{0.05}{0.02} \right) A = 2.5A$ 。

下面给出IM的具体设计过程。

7.6.1 磁心型号的选择

考虑高频时磁心损耗较大,不妨取 $\Delta B_1 = 0.1T$,并考虑线路压降及同步整流管导通电阻的影响,根据式(9.9-44)计算得 A_1 为0.902cm²。根据计算结果,选用两副EI28的磁心(898厂生产)并绕,磁心牌号为2KBD,合并后磁心的几何参数如表9.9-5所示。其中, Q_{min} 为磁心的最小窗口面积,计算时考虑磁心尺寸变化。 V_e 为磁心的总体积, V_{e1} 、 V_{e2} 、 V_{e3} 分别为三个磁柱的磁心体积。重新计算磁柱1中的交变磁密为 $\Delta B_1 = 0.11T$ 。

表9.9-5 IM磁心的几何参数

磁心	磁心几何参数					
	A_1/A_3 (cm ²)	A_2 (cm ²)	Q_{min} (cm ²)	V_e (cm ³)	V_{e1}/V_{e3} (cm ³)	V_{e2} (cm ³)
两副EI28	0.85	1.7	66	9.576	3.097	3.383

7.6.2 IM的选择及气隙、磁阻参数的设计

前文已经指出,有6种不同结构的磁件可供选择,下面从中择优。

(1) 先比较6种磁件对电流脉动的影响。取 $N_L = 2$,通过计算比较6种磁件对 $|\Delta i_L|$ 、 Δi_{VI} 的影响。计算过程分为

两步:

1) 依照电路设计指标和表 9.9-5 的磁心参数,取相同的最大磁密 B_{\max} , 根据已经得到的磁件磁密公式,完成 6 种磁件的气隙参数和磁阻参数的设计,设计结果如表 9.9-6 所示。

表 9.9-6 磁件的气隙参数和磁阻参数设计结果

方案	6 种磁件的气隙参数和磁阻参数设计结果					
	g_1 (mm)	R_1 (H ⁻¹)	g_2 (mm)	R_2 (H ⁻¹)	g_3 (mm)	R_3 (H ⁻¹)
A1 号	0.152 5	1.428×10^6	0	0	0.259 5	2.429×10^6
A2 号	0.210 3	1.969×10^6	0.658 7	3.083×10^6	0.210 3	1.969×10^6
A3 号	0.227 1	2.126×10^6	0.227 1	1.063×10^6	0.227 1	2.126×10^6
B1 号	0.153	1.428×10^6	0	0	0.259 5	2.429×10^6
B2 号	0.120 7	1.13×10^6	0.3	1.404×10^6	0.120 7	1.13×10^6
B3 号	0.162 2	1.519×10^6	0.162 2	7.593×10^5	0.162 2	1.519×10^6

注 设计条件: U_m 为 36~72V, $I_o=30A$, $B_{\max}=0.3T$ 。

2) 利用上述的计算结果,根据式(9.9-40)~式(9.9-43)计算满载时 $|\Delta i_L|$ 、 Δi_{VI} 。用 Mathcad 软件编制计算程序,得到图 9.9-44、图 9.9-45 所示的 $|\Delta i_L|$ 、 Δi_{VI} 对比曲线。其中 A1、B1 号的电流脉动完全相同,曲线重合。计算的电流脉动对比结果与分析结果相同:6 种磁件中,解耦磁件 A1、B1 号的电流脉动 $|\Delta i_L|$ 、 Δi_{VI} 最小。且输出最大电流脉动为 $|\Delta i_L|_{\max}=2.013A<2.5A$ 满足要求,可见取 $N_L=2$ 是合理的。

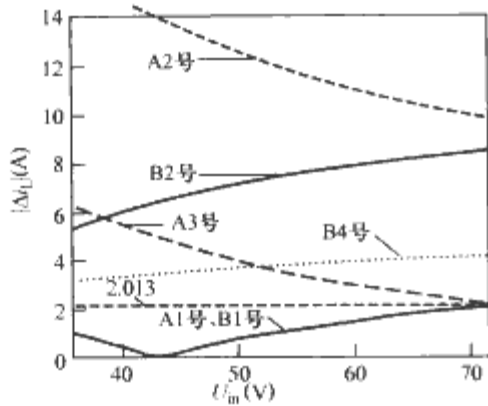


图 9.9-44 不同磁件的电感绕组电流脉动对比

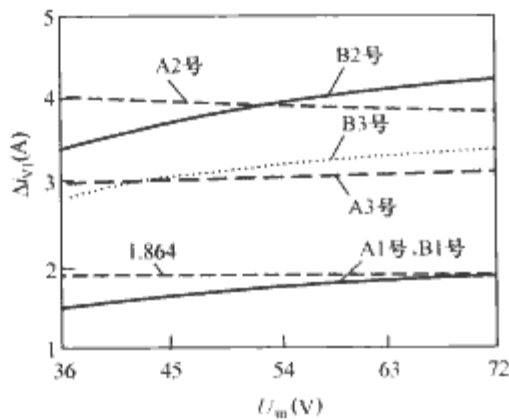


图 9.9-45 不同磁件的主管电流脉动对比

(2) 比较 A1、B1 号磁心磁密的差别。表 9.9-7 给出 A1、B1 号和 DM 的磁密参数数据,由数据比较可以看出:A1 号中柱的交变磁密和最大磁密都小于 B1, A1 号更利于磁件体积的进一步减小。

(3) 选定具体方案。综合比较结果,选用 A1 号。

表 9.9-7 A1、B1 号磁密参数的对比

磁 件	磁心型号	最大交变磁密 ΔB_{\max} (T)	最大直流磁密 $B_{dc, \max}$ (T)	最大磁密 B_{\max} (T)
A1 号的磁心型号及中柱 2 的磁密	EI28+EI28	0.058	0.022	0.051
B1 号的磁心型号及中柱 2 的磁密	EI28+EI28	0.063	0.269	0.3
A1、B1 号的侧柱磁密	磁柱 1	0.11	0.245	0.3
	磁柱 3	0.019	0.291	0.3

7.6.3 磁件的绕组设计和窗口面积的校核

磁件的绕组设计和窗口面积的校核与普通磁件相同,不再赘述。

7.6.4 实际磁件的参数

最后测得实际磁件的等效电感 L_{ab} 、 L_{df} 为 $L_{ab}=40\mu H$, $L_{df}=1.6\mu H$, 折算为磁阻有 $R_1=1.6 \times 10^6 H^{-1}$, $R_3=2.5 \times 10^6 H^{-1}$, 重新计算的最大电流脉动分别为 $|\Delta i_L|_{\max}=2.101A$, $\Delta i_{VI, \max}=2.074A$ 。将二次侧一个绕组短路,从一次侧测得的漏感大小为 $1.07\mu H$ 。

7.6.5 实验结果

(1) IM、DM 的对比设计与分析。为比较 IM 和 DM,按同样的输入输出指标进行了 DM 的设计,表 9.9-8 给出 IM (A1 号) 和 DM 的磁密参数数据。由于 IM 侧柱 1、3 的磁密分别与变压器、电感的磁密相同,表中未专门给出其侧柱磁密参数。由数据比较可看出:IM 中柱的最大磁密远远低于 DM,其交变磁密也远小于变压器。下面不受磁心尺寸的限制,分析 IM 可能起到的作用。

表 9.9-8 IM、DM 磁密参数的对比

磁 件	磁心型号	最大交变磁密 ΔB_{\max} (T)	最大直流磁密 $B_{dc, \max}$ (T)	最大磁密 B_{\max} (T)
IM (A1 号) 的磁心型号及中柱 2 的磁密	EI28+EI28	0.058	0.022	0.051
DM 的磁心及磁密	电感	0.019	0.291	0.3
	变压器	0.11	0.245	0.3

1) IM 和 DM 的铁损对比。根据 IM、DM 的最大磁密查表计算,可估算采用常规磁心的 IM 和 DM 的铁损。由于磁柱 3 和电感磁心中的交变磁密很小,损耗很小可以忽略。通过查表可知:如果一副 EI28 磁心的磁密与磁柱 1 相同,则损耗约为 3.2W;如果一副 EI28 磁心的磁密与磁柱 2 相同,则损耗约为 0.1W。根据查表结果,按照磁心实际尺寸

进行折算,铁损估算结果见表 9.9-9。由估算结果可知,IM 可比 DM 减小 1.06W 的铁损。假设变流器满载时效率为 0.9,采用 IM 后效率可提高 0.64%。

表 9.9-9 IM 和 DM 的铁损估算结果

磁 件	磁柱 1 铁损	磁柱 2 铁损	磁柱 3 铁损	总铁损
	P_{Fe1} (W)	P_{Fe2} (W)	P_{Fe3} (W)	P_{Fe} (W)
IM	2.069	0.071	忽略	2.14
DM	变压器磁心铁损 (W)		电感磁心铁损 (W)	总铁损 (W)
	3.2		忽略	3.2

2) 磁心尺寸的改进。由于 IM 磁心侧柱的利用率较高,只减小中柱的面积。不妨令中柱的最大交变磁密为 0.11T,则中柱面积可减小到原面积的 52.7%,最大磁密为 0.097T。对于 EI28 磁心,中柱的用铁量占总磁心的 35.3%,按照上述方法,IM 的磁心比 DM 可减少约 16.7%。如果增加中柱的最大磁密,磁心还能进一步减小。

(2) 实验结果。图 9.9-46 为额定输入电压满载输出时的 IM-FFAC 变流器的主要波形,其一次侧波形与正激有源箝位电路相同,但二次侧波形与其有较大差别,d 点的电压在输出电压附近变化,只有二次侧二极管换流时才降为零,有利于减小输出电流脉动。实验波形与采用分立磁件的电路无区别。

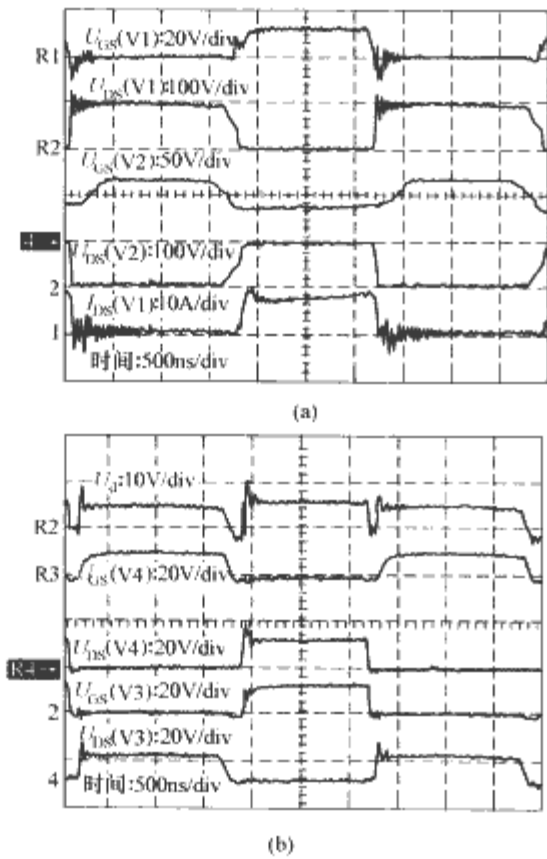


图 9.9-46 额定输入电压满载时实验波形
(a) 一次侧波形; (b) 二次侧波形

图 9.9-47 给出相同磁心、相同磁件参数 (DM: $L_m = 40 \mu\text{H}$, $L_o = 1.6 \mu\text{H}$) 和器件时,IM 变流器和 DM 变流器的效率对比曲线。与 DM 变流器相比,满载时,IM 变流器的效率平均提高约 0.5%,与前面的效率估算结果相近。实验结果说明,同样条件,采用磁集成技术可提高变流器的效率。

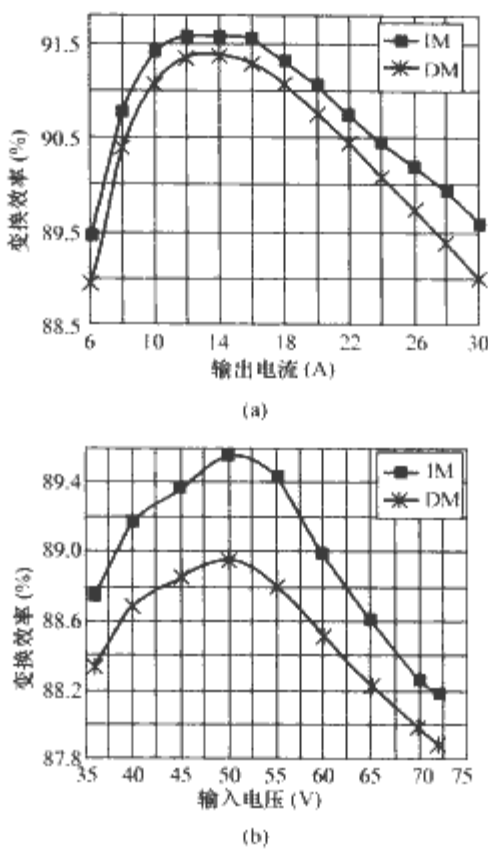


图 9.9-47 IM 变流器与 DM 变流器的效率对比
(a) $U_m = 50\text{V}$ 不同负载的效率曲线;
(b) $I_o = 30\text{A}$ 不同输入电压的效率曲线

8 磁集成正激有源箝位变流器的设计

有源箝位 (Active Clamp Forward, ACF) 变流器电路简洁,具有良好的磁恢复特性,在中小功率场合,尤其在低压/大电流 DC-DC 模块电源中应用非常广泛。由于 ACF 变流器的占空比可以大于 0.5,有利于减小原副边匝比,从而能降低原边器件的电流应力、减小器件的导通损耗、提高变流器效率;另外磁心双向磁化,能够提高磁心的利用率;与其他磁复位方式的正激变流器相比,ACF 变流器变压器副边波形无死区,适合采用自驱动同步整流方式,能够经济、高效率地完成低压、大电流的输出。然而,ACF 变流器一个较大的缺点就是输出电流脉动较大。本节针对 ACF 变流器的工作特点,研究磁集成技术的应用,实现电感和变压器的集成,从而减小其输出电流脉动。

8.1 IM-ACF 变流器工作原理

8.1.1 IM-ACF 变流器的导出

根据法拉第电磁感应定律可以知道,只要绕组两端电压不变,导磁面积不变,磁集成不会改变绕组匝链的交变磁通。如果将 ACF 变流器的电感与变压器集成,则电感绕组匝链的交变磁通由电感绕组和变压器绕组共同产生。由于电感绕组和变压器绕组电压方向相对固定,即所匝链的交变磁通相对方向固定,因此,可以通过电感绕组及变压器绕组交变磁通的正向耦合来减小由电感绕组本身产生的交变磁通,也就是来减小电感的电流脉动。从该思路出发,就可得到图 9.9-48 所示的 IM-FAC 变流器,其中各同名端的设置要保证变压器绕组 (ab、cd) 产生的交变磁通与电感绕组 (ce) 产生的交变磁通正向耦合。图 9.9-48 中, U_m 、 U_o 分别表示电路的输入、输出电压, N_p 为绕组 ab 的匝数, N_s 为绕组 cd 的匝数, N_L 为绕组 ef 的匝数,“·”表示各绕组的同名端; L_f 和 C_o 分别是输出滤波电感和滤波电容, V_{II} 为主功

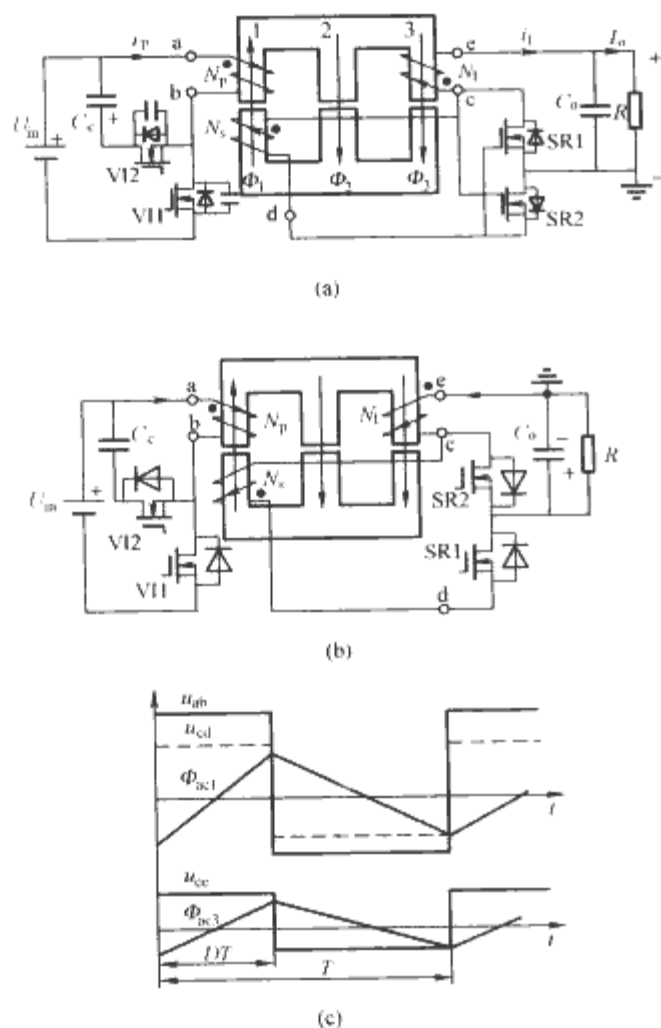


图 9.9-48 所提出的 IM-ACF 变流器

- (a) 新的 IM-ACF 变流器 (方案 1);
 (b) 新的 IM-ACF 变流器 (方案 2);
 (c) 磁柱 1 和磁柱 3 上绕组的电压波形及所匝链的交变磁通波形

率管, VI2 为有源箝位支路的辅管, SR1、SR2 是同步整流管, C_c 为箝位电容, i_p 为 ab 绕组的电流、 i_l 为 ef 中的电流, Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 分别表示磁心三个磁柱的磁通。为方便起见, 仍按通常习惯称 IM 中的 ab 绕组为一次绕组, cd 绕组为二次绕组, ce 绕组为电感绕组。由于图 9.9-48 (a) 和图 9.9-48 (b) 所示变流器的工作原理基本相同, 所以下面均以图 9.9-48 (a) 进行分析。

8.1.2 模态分析

为了简化分析, 忽略漏磁通。稳态时, 变流器的工作可大致分为 2 个阶段, 如图 9.9-49 所示。

(1) 阶段 1 $[0, DT]$ 。VI1 导通, VI2 关断, 一次绕组两端电压 u_{ab} 、二次侧感应电压 u_{cd} 均为正, SR2 导通, SR1 截止。线圈 cd 与 ce 串联流过负载电流 i_o 。等效电路如图 9.9-49 (a) 所示。磁柱 1 的磁通 Φ_1 、磁柱 3 的磁通 Φ_3 增加。磁件的等效磁路如图 9.9-49 (c) 所示。

(2) 阶段 2 $[DT, T]$ 。VI1 关断, VI2 导通, 一次绕组两端电压 u_{ab} 、二次侧感应电压 u_{cd} 均为负, SR2 截止, SR1 导通。负载电流 i_o 经 ce 续流。等效电路如图 9.9-49 (b) 所示。磁柱 1 的磁通 Φ_1 、磁柱 3 的磁通 Φ_3 减小。磁件的等效磁路如图 9.9-49 (c) 所示。

(3) 输出电感电流脉动 Δi_L 分析。根据两个阶段等效磁路的磁路方程及磁性元件的磁通关系 $\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2 + \Delta\Phi_3$ 可得

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_3 &= \frac{N_L \Delta i_L}{R_3 + R_2} + \Delta\Phi_{13} \\ \Delta\Phi_{13} &= \frac{R_2 \Delta\Phi_1}{R_3 + R_2} \end{aligned} \quad (9.9-52)$$

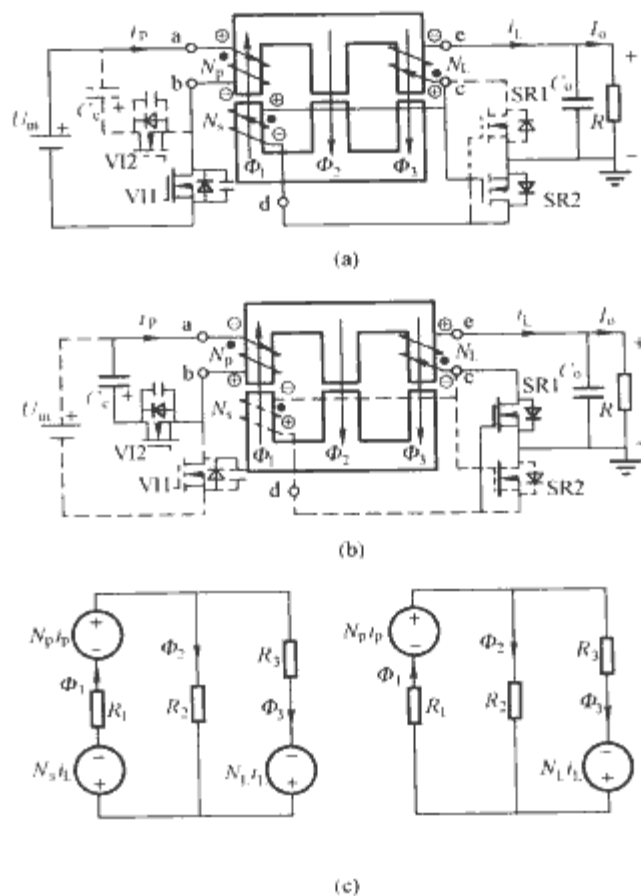


图 9.9-49 IM-ACF 变流器的等效电路和等效磁路

- (a) 阶段 1 的等效电路; (b) 阶段 2 的等效电路;
 (c) 两个阶段的磁件的等效磁路

由式 (9.9-52) 可以看出, $\Delta\Phi_3$ 由两部分组成, 一部分是 Δi_L 引起的交变磁通, 另一部分是 $\Delta\Phi_1$ 在电感侧柱的分量。根据式 (9.9-52) 可得

$$\Delta i_L = \frac{R_3 + R_2}{N_L} (\Delta\Phi_3 - \Delta\Phi_{13}) \quad (9.9-53)$$

从式 (9.9-53) 可以看出, 应用所提出的集成磁件, 由于变压器绕组与电感绕组匝链的交变磁通正向耦合, 从而输出电流脉动得以减小。

如果式 (9.9-54) 成立, 则可实现输出零纹波

$$\Delta\Phi_3 = \Delta\Phi_{13} \quad (9.9-54)$$

根据电磁感应定律可求得交变磁通, 并联立式 (9.9-52)、式 (9.9-53) 可得

$$\Delta i_L = \frac{U_o}{N_L f_s} \left[\frac{1-D}{N_L} R_3 - \left(\frac{1}{N_s} - \frac{1-D}{N_L} \right) R_2 \right] \quad (9.9-55)$$

由式 (9.9-55) 可以看出, 如果集成磁件的磁阻设计合理就可实现输出零纹波。ACF 变流器通常优化设计在占空比 0.5 左右对称工作, 以获得最低的一次侧开关管的电压应力。因此, 可以把零纹波点设置在占空比为 0.5 处, 这样输出电流脉动就能最大化的减小, 同时还能具有一次侧开关管电压应力最小的优点, 优化了变流器的整体性能。

由此可以求得 R_2 和 R_3 应满足

$$R_2 = \frac{N_s}{2N_L - N_s} R_3 \quad (9.9-56)$$

将式 (9.9-56) 代入式 (9.9-55), 可得

$$\Delta i_L = \frac{U_o (1-2D)}{N_L f_s (2N_L - N_s)} R_3 \quad (9.9-57)$$

由式 (9.9-57) 可知, 当 $D < 0.5$ 时, 电流脉动为正,

表明电感电流在 $[0, DT]$ 时段内增加, 在 $[DT, T]$ 时段内减小; 当 $D > 0.5$ 时, 电流脉动为负, 表明电感电流在 $[0, DT]$ 减小, 在 $[DT, T]$ 时段内增加。这是该变流器在磁集成后特有的现象。

(4) IM 的设计公式。根据集成磁件两个阶段的等效磁路以及阶段 2 中 i_p 平均值为零, 可以推导出 IM 磁心三个磁柱的直流磁密表达式。从而能进一步得到磁心三个磁柱的最大磁密, 即

$$\begin{cases} B_{1,max} = \frac{N_L I_o R_2}{A_1 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1)} + \frac{U_b}{2 A_1 N_s f_s} \\ B_{2,max} = \frac{N_L I_o R_1}{A_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1)} + \left| \frac{U_o}{2 A_2 N_s f_s} - \frac{U_o (1-D)}{2 A_2 N_L f_s} \right| \\ B_{3,max} = \frac{N_L I_o (R_1 + R_2)}{A_3 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1)} + \frac{U_o (1-D)}{2 A_3 N_L f_s} \end{cases} \quad (9.9-58)$$

式中: I_o 为输出电流; A_1 、 A_2 、 A_3 为不同磁柱的导磁面积。

实际的集成磁件除了要保证不能饱和, 还要满足式 (9.9-56) 的磁阻要求和最大输出电流脉动限制, 以及高频时对磁心交变磁密的限制, 则 IM 的设计应该满足:

$$\begin{cases} B_{j,max} \leq B_m, \Delta B_i \leq \Delta B \\ R_2 = R_3 \frac{N_s}{2 N_L - N_s} \\ R_i \approx \frac{g_i}{\mu_0 A_i} \quad (i = 1, 2, 3) \\ \Delta i_{L,max} \geq M_{L,r} \left\{ \frac{U_o R_3 |1 - 2 D_{min}|}{N_L f_s (2 N_L - N_s)} \right. \\ \left. \frac{U_o R_3 |1 - 2 D_{max}|}{N_L f_s (2 N_L - N_s)} \right\} \end{cases} \quad (9.9-59)$$

式中: B_m 和 ΔB 为根据磁心材料特性和实际工作频率选取的最大磁密和最大交变磁密; $\Delta i_{L,max}$ 为最大输出电流脉动。

8.2 设计实例

为了验证理论分析的正确性和磁集成技术的有效性, 设计了一台 DM-ACF 变流器和 IM-ACF 变流器原理样机, 进行对比。两者的设计指标及大部分元器件均相同。具体如下: 输入电压范围 (直流) 为 36~72V; 输出直流电压为 5.0V; 最大输出电流为 20A; 开关频率为 300kHz; V_{I1} 为 IRFP250; V_{I2} 为 IRF640; C_c 为 0.1 μ F; SR_1 、 SR_2 为 IRL3803S; $N_p/N_s/N_L$ 为 9/2/3; C_f 为 2200 μ F \times 2。

考虑固定、安装方便, 取三个气隙相等来设计 IM。表 9.9-10 给出 IM 和 DM 的设计结果。为了便于比较, 设计时电感的磁阻与 IM 中电感绕组所在磁柱的磁阻相等, 同时在参数设计中近似认为输出等效串联电阻为 10m Ω 。表 9.9-11 给出了磁心具体的工作磁通密度。图 9.9-50 为 IM 和 DM 的对比照片。由表 9.9-10、表 9.9-11 可以看出,

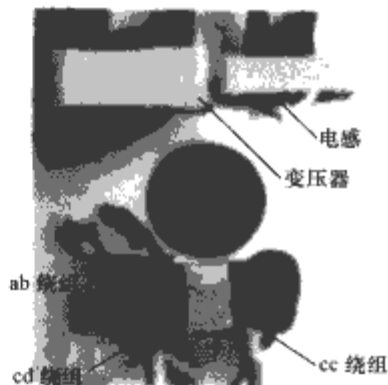


图 9.9-50 集成磁件照片

所设计的 IM 和 DM 总体尺寸相当, 其中 DM 中的电感磁心的磁密已经很高, 但是集成磁件磁利用显然不足, 还有很大的体积下降空间。

表 9.9-10 磁件设计结果

分立磁件设计结果				
类型	磁心	导磁面积 (mm ²)	气隙 (mm)	磁阻 ($\times 10^6 H^{-1}$)
变压器	EI28	84	0	≈ 0
电感	EI25	49	0.26	4.255
集成磁件设计结果				
磁心	磁柱	导磁面积 (mm ²)	气隙 (mm)	磁阻 ($\times 10^6 H^{-1}$)
EI30	leg. 1	55	0.29	4.255
	leg. 2	110	0.29	2.127
	leg. 3	55	0.29	4.255

表 9.9-11 磁心的工作磁密参数

磁 件		最大交变 磁密 (T)	最大直流 磁密 (T)	最大 磁密 (T)
分立磁件	变压器	0.103	0	0.053
	电感	0.077	0.288	0.326
集成磁件	Leg. 1	0.158	0.064	0.143
	Leg. 2	0.045	0.064	0.086
	Leg. 3	0.068	0.192	0.226

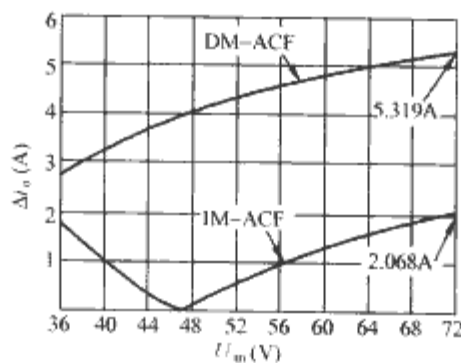


图 9.9-51 输出电流脉动对比

图 9.9-51 给出了 DM-ACF 变流器和 IM-ACF 变流器输出电流脉动的对比。由图 9.4-51 中可以看出, 采用 IM, 输出电流纹波明显减小。

图 9.9-52 给出不同输入电压时, IM-ACF 变流器的输出电感电流脉动波形。图 9.9-52 中波形从上到下依次是主管驱动波形、电感两端电压波形和电感电流脉动波形。从图 9.9-52 中可以看出: 当额定输入电压为 48V 时, 占空比约为 0.5, 输出电流脉动几乎为零; 当 36V 和 72V 输入时, 输出电流脉动量接近, 很显然, 采用 IM 后, 输出电流脉动随输入电压的变化特性发生了改变; 当输入电压为 36V 时, 占空比大于 0.5, 输出电流脉动在 $[0, DT]$ 期间增大, 在 $[DT, T]$ 期间减小; 当输入电压为 72V 时, 占空比小于 0.5, 输出电流脉动在 $[0, DT]$ 期间减小, 在 $[DT, T]$ 期间增大。以上实验结果均与理论分析一致。

图 9.9-53 给出 DM-ACF 变流器和 IM-ACF 变流器的效率对比曲线。从图 9.9-53 中可以看出, 采用 IM 后变流器的

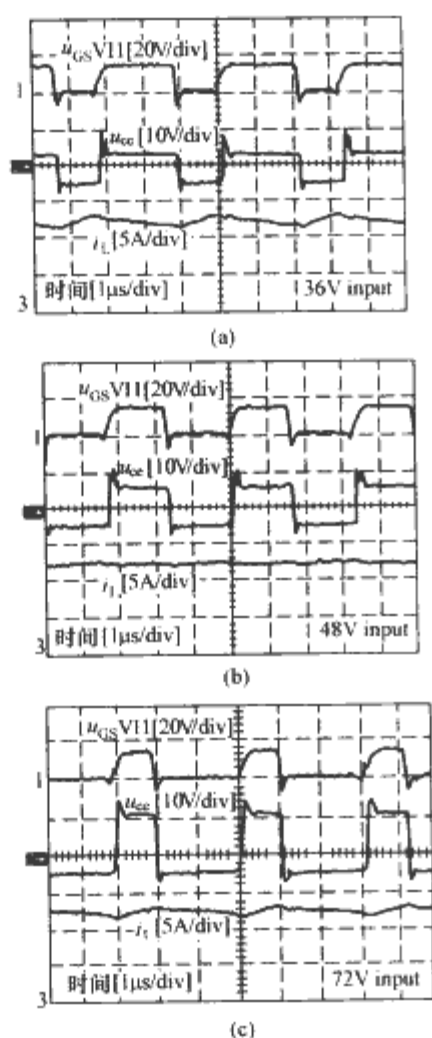


图 9.9-52 IM-FAC 变流器在不同输入电压、满载输出的实验波形 (波形由上至下依次为: V1 驱动电压; ce 绕组电压; ce 绕组电流)
(a) 36 V input; (b) 48 V input; (c) 72 V input

效率明显提高, 在额定 48V 输入时满载效率为 90%。从图 9.9-53 (a) 中可以看出, 额定输入电压采用 IM 后, 效率在轻载和重载时提高比较明显。轻载时, 脉动电流引起的损耗在总损耗中所占比例较大, 采用 IM 后脉动电流明显减小, 从而提高变流器效率。重载时, 脉动电流减小使得电流有效值减小, 从而可以减小同步整流管的损耗、线路损耗和绕组损耗从而提高效率。更重要的一个原因是, 额定输入电压时, IM-ACF 变流器输出脉动电流近似为零, 因此线路及绕组的损耗基本上为直流损耗, 而 DM-ACF 变流器的损耗是交流电阻引起的损耗。综合两个因素, 表现为额定电压输入时重载和轻载的效率都得到提升。图 9.9-53 (a) 还说明, IM-FAC 变流器的效率在高压输入时提升明显。这是由于高压时 FAC 变流器电流脉动大, 而采用 IM 后脉动电流显著减小, 从而效率得到显著提高。这与理论分析吻合。

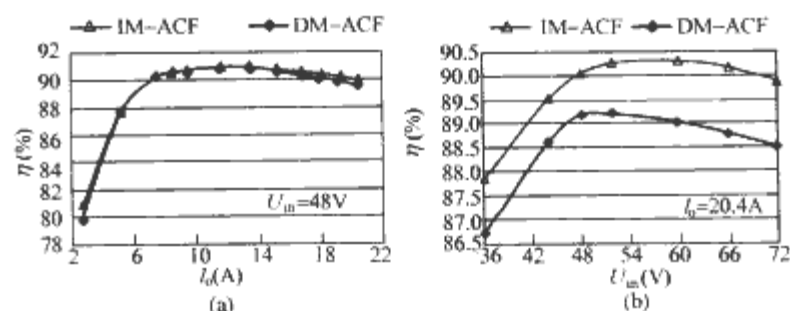


图 9.9-53 两个变流器的效率曲线
(a) 额定输入、不同负载; (b) 满载输出、不同输入电压

实验结果表明所提出的 IM-ACF 变流器不仅有利于减小输出电流纹波、减小磁件体积, 还有利于提高变流器的效率。

第10章 磁性元件的电磁场有限元仿真方法

电磁场的边值问题实际上是求解给定边界条件下的麦克斯韦方程组及由方程组导出的其他偏微分方程问题。从求解问题的技术手段上来看,有解析法和数值法两大类。对于简单的求解模型,有时可以用解析法求解,若模型较复杂,往往很难得到解析解,需要用数值方法进行求解。有限元法(FEA)是一种常用的求解电磁场边值问题的数值方法,并有成熟的商用仿真软件,如美国 Ansoft 公司的 Maxwell 2D/3D 电磁场有限元仿真软件,中国科学院的并行有限元程序自动生成系统 PFEPG,以及美国 Ansys 有限元仿真软件等。

根据电磁场是否随时间变化,可分为静态场(恒定场)和非静态场(时变场),对于非静态场,根据其是否随时间按正弦变化,又为涡流场和瞬态场。磁件电磁场实际是三维(3D)场,如果磁件具有对称性,可简化为二维(2D)场进行求解。本章以 Ansoft 公司的 Maxwell 2D/3D 有限元仿真软件为例,分二维和三维两种情况介绍磁件静态场、涡流场和瞬态场的有限元仿真方法。

1 磁性元件静磁场有限元仿真方法

静态磁场是空间恒定磁场,即不随时间变化的磁场。它通常包括恒定电流产生的磁场、外加静磁场产生的磁场、匀速移动导体产生的磁场、永磁体产生的磁场。

1.1 二维静磁场有限元仿真方法

1.1.1 二维静磁场分析理论

(1) 磁场方程。静磁场的向量磁位方程为

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{J} \quad (9.10-1)$$

或 $\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}$

式中: μ 为材料磁导率; \mathbf{A} 为向量磁位; \mathbf{J} 为电流密度向量。

磁感应强度 \mathbf{B} 与向量磁位 \mathbf{A} 的关系为

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (9.10-2)$$

对于二维情况,通常假定 \mathbf{J} 只有 Z 分量 J_z , 则 \mathbf{A} 只有 Z 分量 A_z , 式(9.10-1)可以写为

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times A_z = J_z$$

或

$$\nabla^2 A_z = -\mu J_z$$

在二维情况下,式(9.10-2)可以写为

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y}$$

$$B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x}$$

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2}$$

(2) 电感矩阵计算。电感矩阵的计算过程为:在一次磁场仿真过程中,给一个导体施加 1A 电流,而其他导体没有电流。对于如图 9.10-1 所示的由 n 个导体组成的系统,进行 n 次场模拟,两个导体间耦合的磁场储能 $W_{i,j}$ 为

$$W_{i,j} = \frac{1}{2} I I^2 = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \mathbf{B}_i \cdot \mathbf{H}_j d\Omega \quad (9.10-3)$$

式中: I 为导体 i 中的电流; \mathbf{B}_i 为导体 i 中施加 1A 电流所产

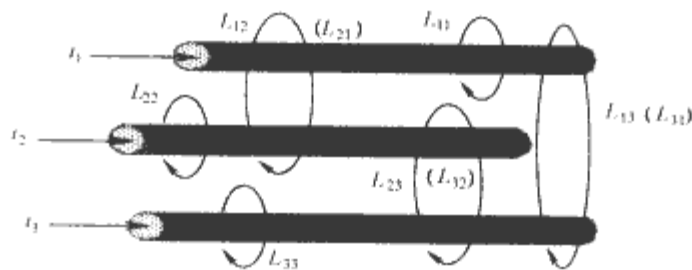


图 9.10-1 由 n 个导体所组成的系统

生的磁感应强度; \mathbf{H}_j 为导体 j 中施加 1A 电流所产生的磁场强度。

由式(9.10-3)可得当 $I=1\text{A}$ 时,导体 i 和 j 之间的电感为

$$L_{i,j} = \frac{2W_{i,j}}{I^2} = \int_{\Omega} \mathbf{B}_i \cdot \mathbf{H}_j d\Omega \quad (9.10-4)$$

(3) 磁通计算。通过某一面积 A_c 的磁通 Φ 为

$$\Phi = \int_{A_c} \mathbf{B} dA_c \quad (9.10-5)$$

1.1.2 激励源的处理

二维静磁场中激励源包括以下几种:

(1) 电流源。电流源用于指定导体中流过的恒定电流,可以设定为总电流,也可以设定为电流密度。

(2) 理想电流源。理想电流源用于描述电流在良导体表面的流动情况,磁场不能穿过良导体。当定义良导体为电流源时,只能设定总电流。

(3) 表面电流源。用于描述物体边缘的表面电流,既可以设定为总的表面电流,也可以设定为表面电流密度。

1.1.3 边界条件

(1) 默认边界条件。Ansoft 公司的 FEA 系统的默认边界条件有两类:自然边界条件和诺伊曼边界条件。

1) 自然边界条件。在用户定义边界条件时,系统自动将物体间的交界面定义为自然边界条件,即跨越物体间界面磁场强度的切向分量 H_t 和磁感应强度 \mathbf{B} 法向分量 B_n 是连续的,即

$$H_{n1} = H_{n2} + J_s$$

$$B_{n1} = B_{n2} \quad (9.10-6)$$

式中: J_s 为表面电流密度。

2) 齐次诺伊曼边界条件。在用户定义边界条件之前,系统自动将所有外部边界定义为齐次诺曼边界条件,即磁场强度 \mathbf{H} 的切向分量为零,强制磁场垂直于边界表面。用户选择【Assign】/【Boundary Value】命令,可以改变默认边界条件。

(2) 狄里克莱边界 (value boundary)。狄里克莱边界的命令为【Assign】/【Boundary】/【Value】。

(3) 气球边界。对于轴对称 RZ 平面模型,求解区域应当向 R 和 Z 方向无限延伸,但在数值计算中没有可能也没有必要这么做。可以在 R 方向和 Z 方向都设置一个边界 $R < R_{\infty}$ 、 $|Z| < Z_{\infty}$, R_{∞} 和 Z_{∞} 都是有限数,但是称其为无

限远边界。只要 R_{∞} 和 Z_{∞} 足够大, 令无限远边界场量为零而引起的误差小于允许值, 这样, 求解区域就是一个有限区域。

(4) 对称边界。采用对称边界条件可以缩小模型的尺寸, 节约计算资源。有两种对称边界:

1) 奇对称边界。奇对称边界可以模拟磁件的对称面, 在对称面的两侧电流大小相等, 符号相反, 可以将计算模型缩小一半。

2) 偶对称边界。偶对称边界可以模拟磁件的对称面, 在对称面的两侧电流大小相等, 符号相同, 在对称面上, 磁力线与对称面相垂直。指定对称面为偶对称边界条件后, 求解器设定对称面为具有零值的磁场边界。

(5) 匹配边界。匹配边界用以模拟周期性变化的平面, 其中一个表面上的场量与另一个表面完全对应。该类边界条件可以对装置最小的区域进行模拟, 从而减小求解所需的计算资源。

1.1.4 二维静磁场有限元仿真步骤

Ansoft 公司 Maxwell 2D 软件的二维静磁场有限元仿真步骤如图 9.10-2 所示。

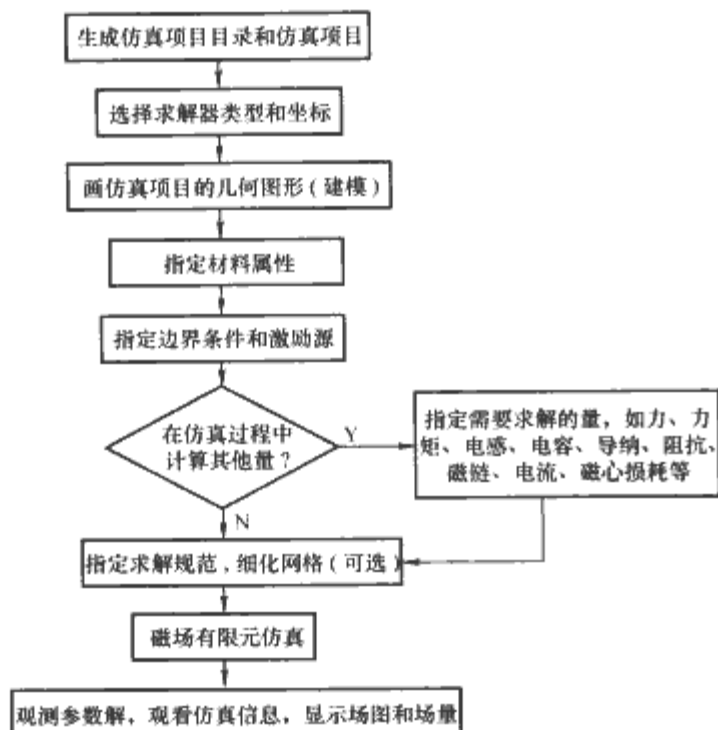


图 9.10-2 Maxwell 2D 软件的二维静磁场有限元仿真步骤

1.2 三维静磁场有限元仿真方法

由于二维磁场仿真不能考虑磁件端部的影响, 影响计算精度, 所以有时为了提高仿真精度, 需要仿真磁件的三维磁场。采用三维静磁场模块可以准确地仿真直流电压源、直流电流源、永磁体及外加磁场激励所引起的磁场。它可以直接用于计算电流密度分布 J 和磁场强度 H , 再由磁场强度 H 得到磁通密度 B 。此外, 它还能计算力、转矩、电感、电阻及各种线性、非线性和各向异性材料中的磁饱和问题。

1.2.1 三维静磁场分析理论

三维静磁场求解器分两步计算静磁场。首先, 进行传导电流求解, 为了模拟电流, 需要计算导体内部的电流密度; 接着, 使用电流密度作为激励源求解静磁场, 以边界条件指定的外部磁场也作为激励源参与运算。

(1) 传导电流求解。在模拟磁场之前, Maxwell 3D 首先进行以下工作:

1) 计算理想导体的表面电流, 没有场穿过理想导体。

2) 计算非理想导体的电流密度。定义电流的方法有: ①指定导体两端的电压; ②指定流过导体的电流; ③明确定义导体内部的电流密度。对于非导体或已经明确指定电流密度的导体, 不再计算电流密度。

求解传导电流所采用的方程为

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla \varphi) = 0 \quad (9.10-7)$$

式中: σ 为导体的电导率; φ 为标量电位。

电流密度 J 为

$$J = \sigma E = -\sigma (\nabla \varphi)$$

式中: E 为电磁强度向量; σ 为导体的电导率; φ 为标量电位。

(2) 磁场方程。在计算电流密度分布后, 3D 静磁场求解器采用安培定律和高斯定律求解磁场强度 H 和磁感应强度 B , 即

$$\nabla \times H = J \quad (9.10-8)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (9.10-9)$$

(3) 电感计算。电感计算参见式 (9.10-3) 和 (9.10-4)。

(4) 磁场储能与伴随储能。对于线性材料, 其磁场储能为

$$W = \frac{1}{2} \int_V B \cdot H dV \quad (9.10-10)$$

对于非线性材料, 其磁场储能为

$$W = \frac{1}{2} \int_V dB \cdot H dV \quad (9.10-11)$$

1.2.2 激励源的处理

三维静磁场中, 激励源包括电压源、电压降源、电流源、电流密度源、电流密度端口。

1.2.3 边界条件

在 3D 静磁场求解器中, 用户可以选择的边界条件有:

(1) 默认边界条件。与 2D 静磁场相同。

(2) 磁场强度边界。磁场强度 H 边界也叫 value boundary 或 dirichlet boundary, 用于指定磁场强度的切向分量值, 以模拟外部磁场。

(3) 对称边界。与 2D 静磁场相同。

(4) 匹配边界。与 2D 静磁场相同。

(5) 绝缘边界。绝缘边界阻止电流通过某一表面, 如两个相互接触导体的交界面。

1.2.4 三维静磁场有限元仿真步骤

Maxwell 3D 静磁场求解器分两步计算静磁场, 如图 9.10-3 所示。首先求解传导电流, 即求解导体内部恒定电流的电流密度; 其次, 使用电流密度作为激励源求解静磁场。

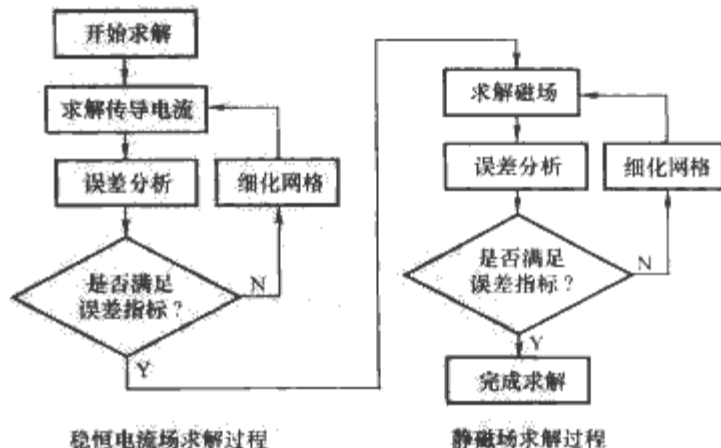


图 9.10-3 三维静磁场有限元仿真步骤

2 磁性元件涡流场有限元仿真方法

当计算正弦激励源下的磁场时, 如电机、变压器的涡流

损耗计算,需要进行涡流分析。如果磁件具有对称性,常常将三维涡流场问题简化为二维涡流场问题进行分析。

2.1 二维涡流场有限元仿真方法

2.1.1 二维涡流场分析理论

(1) 磁场方程。磁场方程为

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times \mathbf{A}) = (\sigma + j\omega\epsilon)(-\nabla\varphi - j\omega\mathbf{A}) \quad (9.10-12)$$

式中: \mathbf{A} 为向量磁位; φ 为标量电位; σ 为电导率; μ 为磁导率; ω 为角频率; ϵ 为介质的介电常数。

式 (9.10-12) 等号右边部分表示复数电流密度 \mathbf{J}

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_s + \mathbf{J}_e + \mathbf{J}_d \quad (9.10-13)$$

$$\mathbf{J}_s = -\sigma \nabla \varphi$$

$$\mathbf{J}_e = -j\omega\sigma\mathbf{A}$$

$$\mathbf{J}_d = j\omega\epsilon(-\nabla\varphi - j\omega\mathbf{A})$$

式中: \mathbf{J}_s 为导体外加电压产生的电流密度; \mathbf{J}_e 为时变磁场感应的涡流电流密度; \mathbf{J}_d 为时变电场产生的位移电流密度。

(2) 涡流与集肤深度。感应电流允许磁场穿透导体一定深度,即集肤深度 $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}$ 。

(3) 阻抗矩阵。

1) 阻抗矩阵计算。Maxwell 2D 将阻抗矩阵的计算分为两部分,首先计算电感矩阵 (L 矩阵),然后计算电阻矩阵 (R 矩阵),再将它们合并为阻抗矩阵。

2) 电感矩阵计算。计算磁场之后,再计算系统的平均能量,即

$$W_{ave} = \frac{1}{4} \int_V \mathbf{B}_s \cdot \mathbf{H}^* dV \quad (9.10-14)$$

式中: \mathbf{H}^* 为 \mathbf{H} 的共轭复数。

因为

$$W_{ave} = \frac{1}{2} L I_{rms}^2 = \frac{1}{2} L \left(\frac{I_{peak}}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (9.10-15)$$

式中: I_{rms} 为绕组电流有效值; I_{peak} 为绕组电流峰值。

于是,根据式 (9.10-14) 和式 (9.10-5) 可求得电感为

$$L = \frac{4W_{ave}}{I_{peak}^2} \quad (9.10-16)$$

Maxwell 2D 假定每匝线圈中的峰值电流 $I_{peak} = 1A$, 故 $L = 4W_{ave}$ 。

3) 电阻矩阵计算。在计算磁场之后,再计算绕组的欧姆损耗,即

$$P = \frac{1}{2\sigma} \int_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^* dV \quad (9.10-17)$$

式中: \mathbf{J}^* 为 \mathbf{J} 的共轭复数。

则可求得绕组电阻为

$$R = \frac{P_{Cu}}{I_{rms}^2} = \frac{2P_{Cu}}{I_{peak}^2} \quad (9.10-18)$$

Maxwell 2D 假定每匝线圈中的峰值电流 $I_{peak} = 1A$, 故 $R = 2P_{Cu}$ 。

2.1.2 二维非线性涡流场理论

对于非线性材料的涡流场问题,求解器分析某一频率下 B 和 H 的基波分量。对于非线性问题,虽然电流源是正弦波,但是其磁场却是非正弦的。虽然所求得的 B 和 H 是非正弦的,但是 2D 涡流求解器假定 B 和 H 的基波分量足够用以描述 $B-H$ 曲线及磁场性能。

2.1.3 激励源的处理

二维涡流场中的导体分为主动导体和被动导体两种。主动导体与外部电流源相连,其总电流为用户指定的数值;被动导体没有与外部电流源相连,但其内部可能有感应电流,电流被约束为零(开路),也可以将其视为与 0A 的电流源相连。

(1) 主动导体。主动导体只适用于阻抗矩阵中的导体,使用【Assign】/【Source】命令定义电流。

1) 实体电流源、并联电流源和绞线电流源。使用【Assign】/【Source】/【Solid】命令定义该类型导体中交流电流的幅值和相位。对于实体电流源与并联电流源,用户所指定的是导体中的总电流,即

$$I_T = I_{source} + I_{eddy} + I_{dis} \quad (9.10-19)$$

式中: I_T 为流过导体的总电流;满足欧姆定律; I_{source} 是由外部激励源所引起的电势差而产生的电流; I_{eddy} 是由于时变磁场的作用而在导体内部感应的电流; I_{dis} 是由于时变电场所引起的位移电流,只有在频率较高时,该项才有较大影响。

对于绞线电流源,在用户指定总电流或电流密度时,涡流和位移电流被忽略, $I_T = I_{source}$ 。

2) 相互接触导体电流源的指定。如果定义相互接触导体的材料属性相同,则既可将其定义为并联电流源,也可以将其视为一个导体组,指定为实体电流源。如果定义相互接触导体的材料属性不同,则需将其定义为并联电流源,或者将其接触处定义为一层很薄的绝缘材料。

3) 理想导体电流源的指定。如果电流频率很高,且为表面电流,则用理想导体电流源指定流过理想导体的电流幅值和相位,用户通过【Assign】/【Source】/【Solid】指定总电流。

4) 薄片电流源。薄片电流源用于指定作用在导体边缘处电流的幅值和相位,由于所有电流均为表面电流,故不用考虑涡流的影响。用户通过【Assign】/【Source】/【Sheet】指定薄片电流源。

(2) 被动导体。在被动导体中可以流过涡流和位移电流,但不能流过源电流,有短路和开路两种情况。

1) 短路。对于短路情况,需指定被动导体的材料属性,但不指定电流源,而对导体内部的涡流和位移电流则不施加约束条件。

2) 开路。对于开路情况,先指定被动导体的材料属性,再将其指定为实体电流源,指定其源电流的幅值和相位为零。在导体内部可以有感应电流,但总电流为零。

(3) 指定单相或多相系统的相位。交流电流源的瞬态表达式为

$$i = I_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (9.10-20)$$

即交流电流源既包含幅值也包含相位,因此无论给导体指定电流源还是电流密度源,必须同时指定幅值和相位。

2.1.4 阻抗边界条件

在涡流场求解器中,用户可以选择的边界条件有默认边界条件、狄里克莱边界、气球边界、对称边界、匹配边界、阻抗边界。其中,前五种边界与静磁场基本相同,不同之处是在涡流场中,磁场强度为 $H(at)$,磁感应强度为 $B(at)$,表面电流密度为 $J_s(at)$,而向量磁位为 $A_z(at)$ 或 $A_\theta(at)$,均为时间的函数。用户可参考静磁场分析中的相应边界条件。

阻抗边界条件允许用户模拟导体中感应电流的影响但并不对其作精确计算。而在用户感兴趣的导体中,由感应电流所引起的欧姆损耗是根据磁场强度 H 沿着阻抗边界的切向分量计算出来的。该类边界主要用于:

(1) 导体的集肤深度小于模型结构尺寸两个数量级,在

这样的模型中,网格生成器不可能在导体中生成足够好的网格以计算涡流。

(2) 导体内部的磁场强度在导体表面的法向分量比切向分量衰减得快。

(3) 与集肤深度相比,交流电流源距离涡流出现的表面相对较远。

在建模时,物体本身不包含在求解区域中,而是把要计算涡流的表面作为求解区域的外表面。用户可以通过【Assign】/【Boundary】/【Impedance】命令指定阻抗边界条件。

在计算出场解之后,对于阻抗边界,可以利用式(9.10-21)计算涡流损耗,即

$$P_e = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \mu_r}{8\sigma}} \int_{\text{surf}} H_t \cdot H_t^* ds \quad (9.10-21)$$

式中: H_t 为沿着阻抗边界磁场强度的切向分量; H_t^* 为 H_t 的共轭复数。

2.1.5 二维涡流场有限元仿真步骤

二维涡流场的主要仿真步骤同二维静态场。

2.2 三维涡流场有限元仿真方法

Maxwell 3D 涡流场求解器用于分析导体中交流电流或外部交流磁场源所引起的时变磁场。涡流求解器计算的基本量为磁场强度 H 和磁通密度 B , 导出量为力、力矩、能量、损耗和阻抗等。

2.2.1 三维涡流场分析理论

(1) 磁场方程。在出现涡流的导体内部, Maxwell 3D 涡流场求解器采用直接方法求解磁场强度, 即

$$\nabla \times \left[\frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon} (\nabla \times \mathbf{H}) \right] = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (9.10-22)$$

在无电流处, Maxwell 3D 涡流场求解器采用标量磁位 φ 计算磁场强度, 即

$$\nabla \cdot (\mu \nabla \varphi) = 0 \quad (9.10-23)$$

(2) 导出量的计算。

1) 电感计算。电感计算参见 2D 涡流场部分。

2) 交流磁场能量计算。交流磁场能量的平均值为

$$W_{\text{ave}} = \frac{1}{4} \int_V \text{Re}[\mathbf{B} \cdot \mathbf{H}^* - (\mathbf{E} \cdot \mathbf{D}^*)] dV \quad (9.10-24)$$

式中: \mathbf{H}^* 表示磁场强度 \mathbf{H} 的共轭复数; \mathbf{D}^* 表示电位移 \mathbf{D} 的共轭复数; Re 表示求复数的实部。

W_{ave} 包括交流磁场的能量和由交流磁场感应的电场能量。

3) 磁滞损耗计算。磁滞损耗的表达式为

$$P_{\text{Hys, loss}} = - \int_V \omega \cdot \text{Im} \left(\frac{1}{2} \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}^* \right) dV \quad (9.10-25)$$

式中: ω 为角频率。

若磁件中材料磁导率具有虚部 [参见式 (9.3-9)], 则根据式 (9.10-25) 计算磁滞损耗, 否则, 磁滞损耗为零。

4) 欧姆损耗计算。欧姆损耗用于计算磁件中的功率损耗, 其表达式为

$$P_{\text{Ohm, loss}} = \int_V \frac{\mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^*}{2\sigma} dV \quad (9.10-26)$$

对于阻抗边界, 欧姆损耗的表达式为

$$P_{\text{Ohm, loss}} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{8\sigma}} \int_S \mathbf{H}_t \cdot \mathbf{H}_t^* dS \quad (9.10-27)$$

2.2.2 激励源的处理

三维涡流场中的激励源包括电流源、电流密度源和电流

密度端口三种。

2.2.3 辐射边界条件

在 3D 涡流场求解器中, 用户可以选择的边界条件有自然边界条件、齐次诺伊曼边界条件、磁场强度边界条件、对称边界条件、匹配边界条件、绝缘边界条件、辐射边界条件。除了辐射边界条件外, 其他边界条件和 3D 静磁场中的边界条件类似, 所以这里介绍辐射边界条件。

为了模拟电磁场传播到无限远处的情况, 在磁件的外边界处可以指定辐射边界条件, 辐射边界可以吸收场, 避免电磁波在界面处发生反射。

2.2.4 三维涡流场有限元仿真步骤

三维涡流场有限元仿真步骤如图 9.10-4 所示。

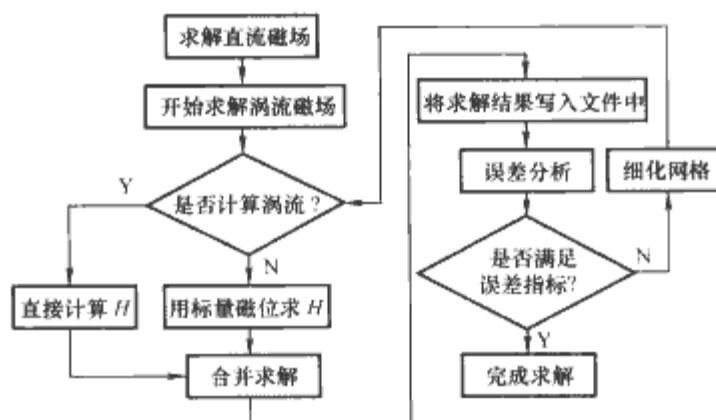


图 9.10-4 三维涡流场有限元仿真步骤

3 磁性元件瞬态场有限元仿真方法

在实际的电磁场中, 常常会遇到电压和电流为非正弦的情况, 或者模型中的物体处于平动或转动的情况, 使得磁件中的磁场、阻抗、能量、力、力矩、功率损耗和速度等物理量是时间的函数, 在这种情况下, 静态场和涡流场求解器就显得无能为力, 需要进行瞬态场分析。瞬态场分析分为 2D 和 3D 两种情况。

3.1 二维瞬态场有限元仿真方法

Maxwell 2D 瞬态求解器作以下假设:

- (1) 如果求解模型中有运动物体, 则在 Band (用于将静止物体和运动物体分开) 外的物体不运动。
- (2) 求解模型中只能有一种运动方式, 即平动或转动。
- (3) 对于 Band 内的物体, 可以指定多个物体有同一种运动。

3.1.1 二维瞬态场分析理论

(1) 磁场方程。瞬态磁场方程为

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{J}_s - \sigma \frac{d\mathbf{A}}{dt} - \sigma \nabla \varphi + \nabla \times \mathbf{H}_c \quad (9.10-28)$$

式中: \mathbf{A} 为向量磁位; \mathbf{J}_s 为源电流密度; φ 为标量电位; \mathbf{H}_c 为永磁体矫顽力; σ 为电导率; μ 为磁导率。

(2) 里兹导体的电流密度。里兹导体中没有涡流, 可以将其看作很细的线段, 在实际的有限元网格中不便于建模, 因而瞬态场求解器把其对电流密度的贡献平均到整个求解区域。这些细线段或串联或并联, 通过相同的电流, 根据式 (9.10-28) 可得里兹导体内的磁场方程为

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_s \quad (9.10-29)$$

式中: \mathbf{J}_s 为里兹导体内的均匀电流密度。

\mathbf{J}_s 可由式 (9.10-30) 求得

$$J_s = d_i \frac{N_f i_f}{S_f a p} \quad (9.10-30)$$

式中: i_f 为流入细线段线圈组(绕组)的总电流; S_f 为绕组的总截面积; a 为绕组的并联股数; p 为原始模型与实际求解区域之比(例如,若求解区域为原始模型的一半,则 $p=2$); N_f 为绕组中的细线段总数; d_i 为回路极性(+1或-1)。

从绕组一端所看到的电压 u_s 为这些细线段上的总电压与外部电抗电压之和,即

$$d_i \frac{N_f l}{S_f a} \iint \frac{dA}{dt} \cdot d\Omega + R i_f + L \frac{di_f}{dt} + u_c = u_s \quad (9.10-31)$$

$$R' = R_{dc} + R_{end} + R_{ext}$$

$$L = L_{end} + L_{ext}$$

式中: R_{dc} 为绕组总直流电阻; R_{end} 为绕组端部电阻; R_{ext} 为里兹导体所连接的外部电阻; L_{end} 为绕组端部电感; L_{ext} 为里兹导体所连接的外部电感; l 为导体长度; u_c 为电容器上的电压降。

u_c 可根据式(9.10-32)求解

$$i_f - C \frac{du_c}{dt} = 0 \quad (9.10-32)$$

(3) 实体导体的电流密度。实体导体尺寸较大,可以用有限元网格描述,其集肤效应不仅与通过导体的电流频率有关,还与周围导体的位置有关。根据安培定律,实体导体内的总电流密度为

$$J_t = -\sigma \frac{dA}{dt} - \sigma \nabla \varphi = -\sigma \frac{dA}{dt} + \frac{\sigma}{l} \nabla u_b \quad (9.10-33)$$

即

$$J_t = J_e + J_s \quad (9.10-34)$$

$$J_e = -\sigma \frac{dA}{dt}$$

$$J_s = \frac{\sigma}{l} \nabla u_b$$

式中: u_b 为导体两端的电压差; J_e 为涡流密度; J_s 为源电流密度; l 为导体长度。

(4) 带有电流源的实体导体电流。对于带有电流源的实体导体,其总电流是已知的,而其中的源电流分量是未知的。瞬态求解器采用下式求解第 n 个导体的源电流

$$\iint_{\Omega_c} \left(-\sigma \frac{dA}{dt} + J_s \right) d\Omega = \iint_{\Omega_c} J_t d\Omega = I_t \quad (9.10-35)$$

式中: Ω_c 为第 n 个导体的截面积; I_t 为已知的总电流; J_s 为待求解的源电流密度; J_t 为总电流密度。

(5) 带有电压源的实体导体。对于带有电压源的实体导体,其总电压是已知的,总电流密度 J_t 是未知的。瞬态场求解器利用从实体导体所导出的电路方程计算总电流密度 J_t ,即

$$\iint_{\Omega_c} \left(\sigma \frac{dA}{dt} + J_t \right) d\Omega = \iint_{\Omega_c} \frac{\sigma}{l} u_b d\Omega \quad (9.10-36)$$

3.1.2 激励源的处理

(1) 实体电流源。设定实体电流源使用【Assign】/【Source】/【Solid】命令。

(2) 实体电压源。设定实体电压源使用【Assign】/【Source】/【Solid】命令。

(3) 表面电流源。表面电流源的设定与静磁场相同。

(4) 外部连接电路。在定义外部连接电路时,使用【Edit】/【External Circuit】命令定义瞬态电流源和瞬态电压源。

(5) 图表获取及二极管选择(schematic capture and diodes)。有三种二极管可供选择,即普通二极管(D)、续流二极管(DFreewheel)和整流二极管(DRectify)。图表获取中的电压源可以表述为时间、速度或位置的函数。

3.1.3 边界条件

二维瞬态场求解器的边界条件与静磁场相同。

3.1.4 二维瞬态场有限元仿真步骤

二维瞬态场有限元仿真步骤与二维静磁场基本相同。

3.2 三维瞬态场有限元仿真方法

Maxwell 3D瞬态场求解器可以方便地求解涉及运动的电磁场问题,如旋转电机、变压器、磁轴承、电磁制动器和螺线管等,其特征为:

(1) 进行非线性电磁场求解。可以在时域内求解包含非线性磁性材料、永磁材料、各向异性材料和超导材料的电磁场。

(2) 可以求解任意平动或转动磁件的电磁场。

(3) 激励源可以是正弦电压源、正弦电流源或电流密度,可以与外电路进行耦合。

(4) 可以求解磁件的涡流损耗和磁滞损耗。

(5) 可以进行机械瞬态的模拟。

三维瞬态场有限元仿真步骤与静态场基本相同。

第 11 章 回转器—电容磁件电路仿真模型

数值仿真是磁件设计、优化及分析含磁件的电力电子系统特性的重要研究手段, 尽管基于电磁场的磁件数学模型具有高的精度, 但是其固有的模型建立的困难和对计算资源的高要求限制了其在电力电子工程师中的广泛应用。因此, 有必要面向大多数电力电子工程师建立收敛性好、相对精确的磁件电路仿真模型, 完成系统仿真研究, 实现磁件和系统性能的优化。

由于回转器—电容等效电路模型中绕组与磁心相对独立, 便于磁心的非线性特性的加入和磁件模型的系列化, 因此较适于建立磁件的电路仿真模型。

本章主要讨论如何在回转器—电容磁件电路仿真模型中加入磁心的非线性特性, 并给出具体应用实例。

1 磁件仿真建模的必要性和建模方法

1.1 磁件的数学模型

麦克斯韦电磁场方程组是描述电磁场基本规律的方程, 是电力电子磁技术的理论基础。磁件的数学模型都是基于麦克斯韦电磁场方程组, 根据需要进行合理的近似而得到的。

总体来看, 磁件的数学模型可以分成两大类, 一类是基于场的概念的数学模型, 即从基本的麦克斯韦电磁场方程组出发, 根据实际情况进行合理的近似, 简化方程, 最后给定边界条件。一般情况下, 该数学模型的解析求解相对困难, 目前大都采用数值计算的方法来进行场的求解和分析。例如, ANSOFT 公司的 Maxwell 3D/2D 就是采用麦克斯韦电磁场方程组描述的数学模型、应用有限元法求解的电磁场分析商用软件。尽管基于场的概念建立的磁件的数学模型最为精确, 但其在电力电子中的应用却不普遍。一方面, 大多数电力电子工程师和研究人员并不熟悉场的概念和其分析方法, 从物理对象正确抽象出数学模型的边界条件也比较困难。此外, 电磁场计算耗费机时长, 需要的计算资源大, 联入到整个电力电子系统中进行仿真分析比较困难并且容易发散, 实际限制了该模型的应用。另一类是基于磁路概念的磁件数学模型。对于电力电子变流器中的磁件, 为了得到较强的磁场, 经常采用一定形状规格的软磁材料磁心作为磁通的通路。由于磁心的磁导率比周围空气或其他非磁性物质的磁导率大得多, 因此, 绝大部分磁通被约束在磁心内部并形成回路。在这种情况下, 可以把场的分布特性用路的集总特性进行工程近似, 就是引入磁路的概念; 只考虑到磁心内部磁场或同时考虑较强的外部磁场, 使分析计算简化。这样复杂的场的分析就可以简化为人们熟知的路的计算, 麦克斯韦电磁场方程组中用微分或积分形式所表现的安培环路定律、电磁感应定律、高斯定律也简化为大部分电力电子工程师和研究人员所熟悉的表现形式。

用磁通、磁阻等磁路参数所描述的磁件模型结合电路及磁路的基本原理, 就可以进行许多磁件的参数设计和变流器特性分析, 如现有采用集成磁件的变流器的分析和设计大多是采用该方法。但现有的分析完全建立在稳态和线性化的基础之上, 实际应用中只考虑到稳态时磁件不能饱和, 忽略磁

件的非线性特性, 直接由磁路和电路方程解析求解。对于实际变流器, 磁件在起动、负载突变等动态过程的工作状态直接影响变流器的可靠性, 磁件的非线性特性也会影响变流器稳态时效率等诸多性能。要全面分析磁件对变流器性能尤其是动态性能的影响, 进行磁件的优化, 适应磁件高频化、平面化、集成化的发展要求, 就需要借助数值仿真工具, 并将磁件等效电路模型与变流器系统相结合进行仿真研究。数值仿真研究解决了磁场参数不易观测的难题, 同时节省了硬件消耗, 降低了研究开发成本。

1.2 电路仿真软件提供的磁件仿真模型

电路仿真软件大多提供了现成的磁件仿真模型, 以功能强大、应用广泛的 Saber 软件为例, 提供有两大类磁件仿真模型: 线性模型和非线性模型。

1.2.1 线性模型

线性模型中包括:

(1) 线性磁心 (linear core)。用线性磁心和绕组就可以构建磁件, 只需要给出磁心的几何参数和磁心材料的特性参数即可。由于绕组和磁心分离, 磁件的构建方法灵活多样, 可以满足不同功能和不同结构的磁件建模的要求。Saber 仿真软件提供专门的 magnetic short 元件可以直接观测磁心中的磁通。

(2) 多种线性磁件。如直流变压器 (dc transformer)、线性变压器 (linear-transformer)、线性电感 (linear-inductance) 等。模型中只包含磁件中的电路信息, 如电感、耦合系数、匝比等, 忽略磁心的磁导率的变化、饱和、滞环等非线性特性, 磁通不能被直接观测。需要说明, 所谓直流变压器就是保留了变压器的数学变换关系, 即使是直流信号也同样能够被传递。

1.2.2 非线性模型

磁件线性模型应用最为广泛, 但显然不能满足研究需要。与磁件线性模型类似, Saber 仿真软件提供的磁件非线性模型也包括两大部分:

(1) 非线性磁心模型 (nonlinear core model)。非线性磁心模型主要包括 Jiles-Atherton 模型和 Preisach 模型, 这两种模型能够较精确地反映磁心 B-H 曲线的多种非线性特性。此外 Saber 软件还提供有查表建模法, 适用于不考虑磁滞特性的磁心材料。利用非线性磁心模型构建磁件的方法与采用线性磁心模型的相同。

(2) 多种非线性磁件模型。如变压器、非线性电感 (linear-inductance) 等。该模型只是把绕组和非线性磁心模型打包, 形成非线性磁件模型, 如非线性电感中其磁心的内核模型是 JA 模型。

那么 Jiles-Atherton 模型和 Preisach 模型是否已经能够满足了电力电子工程师的需要呢? Jiles-Atherton 模型以内部磁畴的物理原理为基础, 模型描述中包含微分公式、对 dH/dt 的判断函数及特殊的分段函数。Preisach 模型是以内部磁偶极子的磁特性的描述为基础, 通过引入统计分布函数来精确描述磁件的磁滞现象, 模型中包含有积分表达式。由

于两种模型的内核本身较复杂,模型输入参数与电力电子工程师所熟悉的磁心的磁特性参数对应关系不明确,电力电子工程师很难通过调节模型参数获得与已知的磁心材料相对应的 $B-H$ 曲线。此外, Jiles-Atherton 模型和 Preisach 模型也需要相当的计算资源,大系统闭环仿真容易发散。因此, Jiles-Atherton 模型和 Preisach 模型在电力电子系统中的实际应用仍然有限。也正是因为该原因,各大电源公司并不采用电路仿真软件所提供的非线性的磁件模型,而是由专门的磁工程师用场的模型和有限元分析软件对磁件进行设计和优化。这样看来,仍然缺乏考虑磁件非线性的大系统的分析和研究。

因此,有必要面向大多数电力电子工程师,提供收敛性好、相对精确的磁件仿真模型,完成系统仿真研究,实现磁件和系统性能的优化。

1.3 磁件仿真建模方法

要建立适于电路仿真软件的磁件仿真模型需要先建立磁件的等效电路模型。

磁件的等效电路模型主要基于磁件磁路模型推导而来,包括变压器—电感等效电路模型和回转器—电容等效电路模型。

根据第五章对两种等效电路模型的介绍可以看出:

(1) 回转器—电容等效电路模型的建立相对简便、直接。

(2) 回转器—电容等效电路模型中绕组与磁心相对独立,便于磁心的非线性特性的加入和磁件模型的系列化,具有引入磁件绕组与磁心几何参数的先天优势,可满足高频磁件、平面化磁件的研究需要。电感—变压器等效电路模型不直接描述磁心的特性,磁心的非线性需要折算到对感量的影响,绕组的灵活多样和模型中绕组与磁心的耦合关系使得该模型的系列化困难。

(3) 回转器—电容等效电路模型能同时完整地反映磁件的电路与磁路特性,适合仿真研究的需要。

因此,选择回转器—电容等效电路模型作为磁件仿真建模的基础。由于回转器—电容等效电路模型的优点, Psim 仿真软件已经开始采用其建立磁件仿真模型。需要说明的是,下面研究的具体建模方法不依赖于某个仿真软件,具有较强的通用性。

2 回转器—电容磁件仿真模型的建立

磁心的非线性是影响磁件非线性的主要因素,下面将重点讨论如何把磁心的非线性引入到回转器—电容仿真模型中,并提供模型参数的获取方法。

2.1 回转器—电容仿真模型的基本组成

第五章已经详细介绍了回转器—电容模型的基本原理和建模方法,由第五章的介绍可知,回转器—电容等效电路模型包括两大部分:用回转器来等效绕组,建立磁路和电路的联系,是磁路和电路的接口;用电容来等效磁导,反映磁路特性。下面分别介绍其仿真模型的具体实现。

2.1.1 回转器

由于大多数电路仿真软件不提供回转器的仿真模型,因此需根据其数学关系来仿真实现。具体实现方法有两种:

(1) 利用已有的电路模型来搭建。如图 9.11-1 (b) 所示,通过两个电流控制电压源 CCVS1 和 CCVS2 来等效图 9.11-1 (a) 的回转器,其控制特性满足以下关系

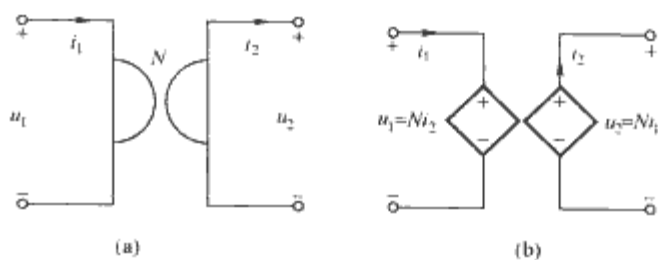


图 9.11-1 绕组的回转器模型和相应的仿真模型

(a) 回转器; (b) 回转器的电流控制电压源模型

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= Ni_2 \\ u_2 &= -Ni_1 \end{aligned} \right\} \quad (9.11-1)$$

式 (9.11-1) 中的 i_2 和 u_2 在数值上等于磁路中的磁通变化率 $\dot{\Phi}$ 和磁通势 Ni_2 ; 比例系数 N , 即回转器电阻 N 对应于绕组的匝数。

(2) 直接用程序语言来描述。例如,在 Saber 软件中可以通过其所带的 StateAMS (基于 MAST 语言的图形化编程工具) 来实现回转器模型。由于大部分软件都提供受控源模型,因此受控源实现回转器的方法具有更好的通用性。

2.1.2 磁导与电容的类比

如图 9.11-2 所示,把磁导 Λ 类比于电容 C ,磁通势 Ni 类比于电压 u ,则 $\Phi = Ni\Lambda$ 类比于 $q = uC$,也就是 $\dot{\Phi}$ 类比于 \dot{q} 即电流 i ,为了简化,后文中磁路的等效电路中不出现电流 i ,直接用 $\dot{\Phi}$ 表示,电容也直接用 Λ 来表示。根据磁导和每匝电感量的定义,可得出

$$\Lambda = \frac{\mu_0 \mu_r A_e}{l_e} \quad (9.11-2)$$

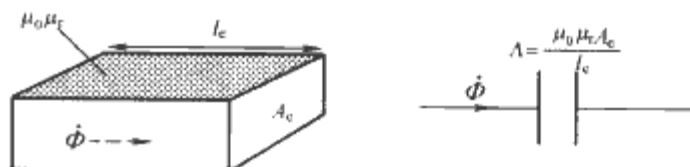


图 9.11-2 磁导与电容类比

式中: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$; μ_r 、 A_e 和 l_e 分别为磁心手册中给出的磁心的相对磁导率、磁心的有效导磁面积和等效磁路长度。

磁导电容的电容量就是每匝电感量。

2.2 磁心的模拟思路

由磁件的回转器—电容模型的组成可以看出,磁心的非线性特性的模拟是回转器—电容精确仿真模型建立的关键点之一。因此,下面主要研究磁件磁心非线性的模拟。铁磁性物质的磁特性可以用其 $B-H$ 曲线来表征,当忽略铁磁物质磁特性的不可逆性而保留了饱和和非线性特征的曲线,称为基本磁化曲线,如图 9.11-3 所示。实际中,由于磁畴翻转时,相互间的摩擦要消耗能量,因此这种磁化的不可逆性形成了磁心的磁滞回线。对于同一种铁磁性物质而言,其极限磁滞回线是确定的,一般用极限磁滞回线作为该种材料的磁特性的代表,如图 9.11-3 所示。除了极限磁滞回线外,外加激励的不同,会形成如图 9.11-3 所示的局部磁滞回线。磁化曲线上各点

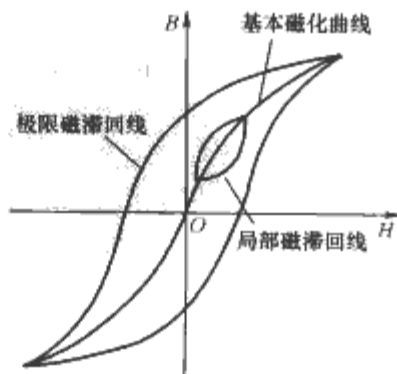


图 9.11-3 磁化曲线

切线的斜率为动态磁导率 $\mu_d = \frac{dB}{dH}$, 表示该点附近 B 随 H 变化的情况。正确模拟磁心的非线性, 就是要模拟得到磁心的 $B-H$ 磁化曲线。从磁化曲线的角度, 磁心的建模工作应先模拟磁心基本磁化曲线, 然后在此基础上, 实现极限磁滞回线和局部磁滞回线的模拟。

2.3 磁心基本磁化曲线的模拟

如图 9.11-3 所示, 磁心基本磁化曲线的主要特征是动态磁导率的变化: 当磁场强度变强时, 动态磁导率变小。其突出表现就是当外加磁场强度增加到一定程度时, 磁心出现饱和现象。为方便起见, 称相应的仿真模型为磁心饱和模型。

2.3.1 饱和模型的建立

由回转器—电容模型的物理概念可知, 把回转器—电容模型中的磁导电容描述成相应的非线性电容, 就可以模拟磁心的动态磁导率变化, 即模拟基本磁化曲线。

考虑到可以把磁导分成两部分, 即常数部分与变化部分, David C. Hamill 提出通过一个固定电容与一个电压控制电压源串联来得到非线性电容, 如图 9.11-4 所示。电压控制电压源 $e(u_c)$ 的控制量是磁导电容上的电压 u_c , 满足式 (9.11-3)

$$\left. \begin{aligned} e(u_c) &= |au_c|^n \text{sign}(u_c) \\ \text{sign}(u_c) &= \begin{cases} +1 & (u_c > 0) \\ -1 & (u_c < 0) \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (9.11-3)$$

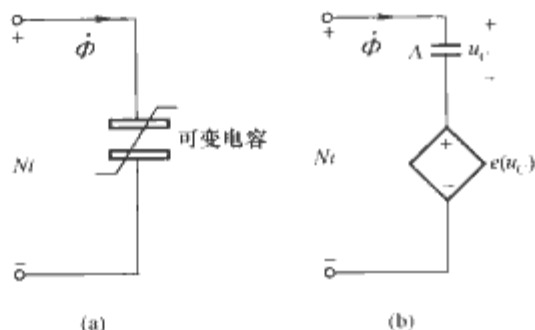


图 9.11-4 饱和磁心模型

(a) 非线性电容; (b) 非线性电容的组成

当磁导电容电压较小、磁通较小时, 压控电压源 $e(u_c)$ 很小, 磁通势大部分降落到磁导电容上, 磁通势增加, 磁通增大。随着 u_c 的增大、磁通增加, $e(u_c)$ 成指数倍的增大, 到达一定程度时, $e(u_c)$ 远远大于 u_c , 磁通势主要降落在压控电压源 $e(u_c)$ 上, 磁通变化率约为零, 反映到绕组上, 表现为绕组电压近似为零, 磁件处于饱和状态。

结合式 (9.11-3) 和电容的定义, 可推出图 9.11-2 的等效磁导电容为

$$\Lambda_{\text{eff}}(u_c) = \frac{\Lambda}{1 + an |au_c|^{n-1}} \quad (9.11-4)$$

式中: Λ 为固定电容的电容值。

固定电容的电容值 Λ 对应磁心的初始磁导率。当电容上电压较低时, Λ_{eff} 就是固定电容的电容值 Λ , 但随着电容上的电压升高, Λ_{eff} 逐渐降低。

2.3.2 饱和模型参数的确定

(1) 先确定磁导电容 Λ 。考虑到便利性, 磁导电容容量 Λ 可由磁心手册中的初始磁导率 μ_i 计算得到。

(2) 然后确定式 (9.11-3) 中的参数 n 。如图 9.11-2 所示, 根据电容和磁路特性, 有

$$\Lambda_{\text{eff}} = \frac{\dot{\Phi}}{dF} = \frac{dB_e}{dH_e} = \frac{\mu_d A_e}{l_e} \quad (9.11-5)$$

式中: Λ_{eff} 为磁件仿真模型中的等效电容, 即磁路中随磁心磁化曲线变化的动态磁导; F 为磁通势, 等于 NI 。

由式 (9.11-5) 可知

$$\frac{\mu_d}{\mu_i} = \frac{\Lambda_{\text{eff}}}{\Lambda} = \frac{1}{1 + an |au_c|^{n-1}} \quad (9.11-6)$$

说明 a 和 n 的确定直接影响基本磁化曲线的模拟, 尤其是其非线性的模拟。下面分析 n 的不同对磁心非线性的影响。固定 $a=0.1$ 时, 以 u_c 为纵坐标, $u_c + (au_c)^n$ 作为横坐标, 改变 n 可得到一组曲线, 如图 9.11-5 所示。

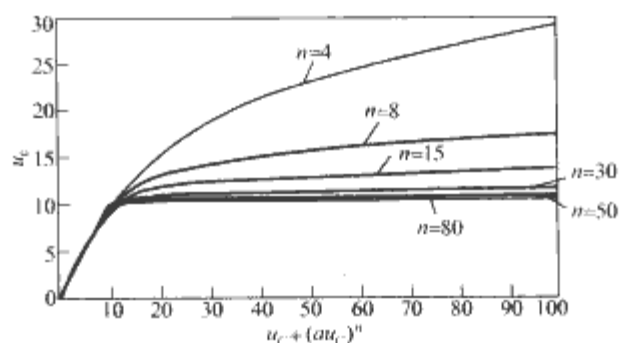


图 9.11-5 不同 n 时, u_c 相对 $u_c + (au_c)^n$ 的变化曲线

由回转器—电容的类比关系得知, u_c 和 $u_c + (au_c)^n$ 分别对应磁通 Φ_e 和磁通势 NI , 因此图 9.11-5 反映了基本磁化曲线的变化趋势, 结合不同磁心材料的基本磁化曲线的变化特性, 经过系列模拟和对比, 得出以下经验性结论:

- 1) 对于基本磁化曲线变化比较缓慢的磁心材料, 例如铁粉芯磁心, 建议 n 的取值范围在 3~8 之间。
- 2) 对于基本磁化曲线变化较快, 但有明显拐点的磁心材料, 例如铁氧体, 建议 n 的取值范围在 10~25 之间。
- 3) 对于基本磁化曲线变化很快, 并且动态磁导率有突然变化趋势的磁心, 例如非晶磁心, 建议 n 的取值范围大于 30。实际仿真发现, n 大于 30 后再继续增大, 基本不影响磁化曲线。

参考以上推荐值, 选取 n 。

(3) 确定 a 的参数。由 n 的取值, 正确模拟饱和点, 从而确定 a 。

磁导电容上的“电压”满足

$$u_c = \frac{1}{\Lambda} \int \dot{\Phi} dt = \frac{\Phi}{\Lambda} \quad (9.11-7)$$

式 (9.11-7) 说明磁导电容上的“电压”与磁路内部的磁通成比例关系。由磁心的饱和磁通密度 B_{sat} 可计算得到磁心饱和时磁导电容的“电压”大小 U_{sat} , 即

$$U_{\text{sat}} = \frac{B_{\text{sat}} A_e}{\Lambda} \quad (9.11-8)$$

此时, 压控电压源上的“电压”大小为 $|aU_{\text{sat}}|^n$, 并且满足以下条件

$$U_{\text{sat}} + a^n U_{\text{sat}}^n = H_{\text{sat}} l_e \quad (9.11-9)$$

式中: H_{sat} 为磁心饱和点对应的磁场强度。

将选定的 n 、 B_{sat} 、 H_{sat} 、 l_e 代入式 (9.11-9) 就可计算得到 a 。

(4) 校核参数 a 的合理性。一般来说, 磁心到达饱和状态时, 应满足

$$\frac{\mu_d}{\mu_i} = \frac{\Lambda_{\text{eff}}}{\Lambda} = \frac{1}{1 + an |aU_{\text{sat}}|^{n-1}} < 0.1 \quad (9.11-10)$$

即到达饱和时, 动态磁导率 μ_d 应小于初始磁导率 μ_i 的 10%。将选定参数代入式 (9.11-10), 校核是否满足条件, 否则略微增大 a 。

理论上, n 和 a 的选取有无穷多解, 其最优解应该对比

仿真得到的和实际的磁化曲线的误差，并引入最优化算法来获得。本文只是通过较多的模拟和对比，归纳出不同特性的磁材的仿真模型的 n 的经验取值范围，使建模工作得以完成。

从以上分析可知， n 的大小对模拟基本磁化曲线的变化趋势影响较大，也就是模拟动态磁导率影响明显； a 和 n 一起保证能够准确模拟饱和点；饱和点附近基本磁化曲线的动态磁导率变化较大，因此，再校核磁心仿真模型中饱和点的动态磁导率的数值是否合理。通过上述三个方面，保证了基本磁化曲线的正确模拟。

2.3.3 饱和模型的验证

下面以飞利浦的 EFD25（材料 3F3）来具体说明磁心饱和模型的建立过程。EFD25 的磁心资料和 3F3 材料的特性如表 9.11-1 和表 9.11-2 所示。

表 9.11-1 EFD25 磁心资料

l_e (有效磁路长度)	57mm
A_e (有效导磁面积)	58 mm ²
A_L (每匝电感量)	2000 × (1 ± 25%) nH

表 9.11-2 3F3 磁心材料参数

μ_i (初始磁导率)	2000 ± 20%
B_{sat} 饱和磁通密度	420mT (25℃)
H_{sat} 饱和磁场强度	250A/m

- (1) 参考给出的 n 的选取范围，选取 n 为 19。
- (2) 根据式 (9.11-8)，从表 9.11-1 和表 9.11-2 提供的
数据可计算出，当磁心饱和时，磁导电容上的“电压”为
$$U_{sat} = \frac{\Phi_{sat}}{A} = \frac{B_{sat} A_e}{A} = \frac{0.42 \times 58}{2.25} = 10.827$$

(9.11-11)
- (3) 根据式 (9.11-9)，可求得
$$a = \frac{\sqrt[n]{H_{sat} l_e - U_{sat}}}{U_{sat}} = \frac{\sqrt[19]{250 \times 0.057 - 10.827}}{10.827} = 0.099$$

(9.11-12)
- (4) 当磁导电容“电压”为 U_{sat} 时的动态磁导率与初始磁导率的比值为

$$\frac{\mu_d}{\mu_i} = \frac{1}{1 + an (aU_{sat})^{n-1}} = 0.143$$

(9.11-13)

动态磁导率与初始磁导率的比值略大于 0.1，因此调整 $a=0.101$ 。

- (5) 计算动态磁导率与初始磁导率的比值为 0.094，满足 μ_d 与 μ_i 的比例关系，校核此时的饱和磁场强度为

$$H_{sat} = \frac{U_{sat} + (aU_{sat})^n}{l_e}$$
$$= \left[\frac{10.827 + (0.101 \times 10.827)^{19}}{0.057} \right] \text{A/m}$$
$$= 285 \text{A/m}$$

(9.11-14)

稍稍偏离原先的 250A/m 的饱和磁场强度。

在计算出对应的参数后，利用 Saber 软件对所建立的模型进行简单的仿真测试，验证分析的结果。仿真测试电路如图 9.11-6 所示，仿真的参数设置如表 9.11-3 所示。

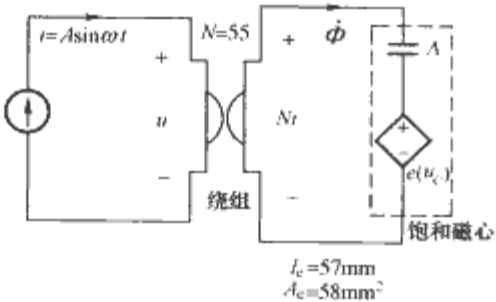


图 9.11-6 基本磁化曲线测试电路的仿真图

表 9.11-3 仿真模型中各参数设置

磁导电容的电容量 (每匝电感量)	$\Lambda = 2500\text{nH}$
电压控制电压源 参数设置	$a = 0.101$
	$n = 19$
回转电阻值 (匝数)	55
输入电流	$0.5\sin(3.14 \times 10^5 t)$

通过以上仿真得到如图 9.11-7 所示的磁路内部的磁通波形和磁心材料的 BH 曲线。从图 9.11-7 (a) 中可以看出，在磁心未进入饱和状态时，随着输入磁动势的增加，磁路的内部磁通也随之增加；当磁心进入饱和状态后，随着输入磁动势的增加，磁路内部的磁通基本保持不变。

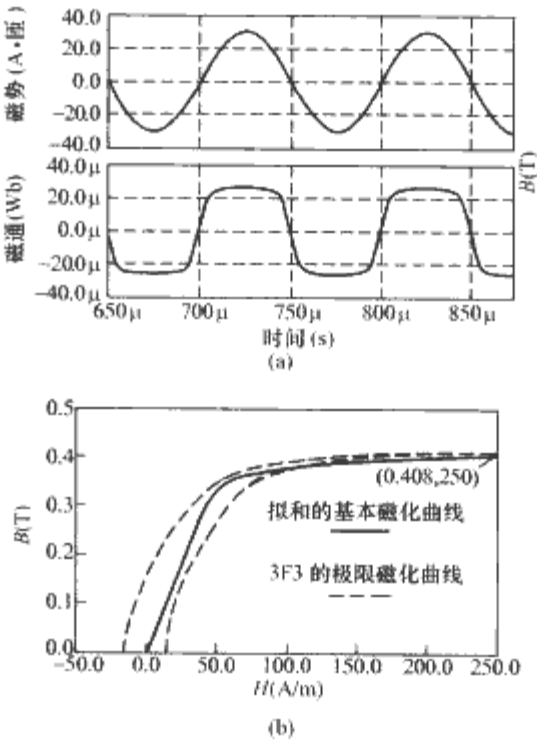


图 9.11-7 EFD25 的仿真结果及其与实际磁化曲线的比较

- (a) 磁路内部的磁通和磁动势；
- (b) 仿真结果与数据手册中磁化曲线的对比

从图 9.11-7 (b) 中仿真得到的基本磁化曲线可以读出，磁心在 $H=250\text{A/m}$ 时，基本达到饱和，此时 $B_s=0.408\text{T}$ ，接近于实际饱和点 $(0.42, 250)$ 。仿真结果说明了所提出的饱和模型参数建立方法的有效性。

2.4 磁心磁滞回线的模拟

2.4.1 磁心磁滞模型的建立

磁件的非线性除了动态磁导率变化及饱和以外，磁滞也是一个重要的特点，根据磁滞特性产生的物理机理，已有文献提出了如图 9.11-8 所示的模型，即使用固定电阻 R 串联在磁路中来代表磁滞的功率损耗，根据磁心的损耗和磁路内

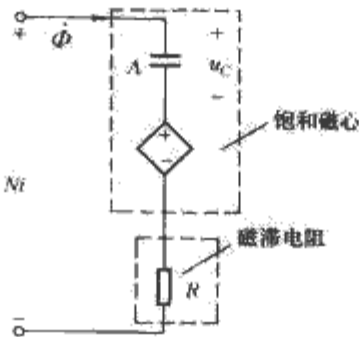


图 9.11-8 采用固定磁滞电阻的磁心回转器—电容模型

部磁通变化率的有效值来计算 R 值。

使用固定电阻 R 存在以下问题:

(1) 磁心损耗的获得困难, 难以确定 R 值。

(2) 数学模型的参数与极限磁滞回线中的特征的参数 B_r 、 H_c 没有关联, 与磁滞回线的对应关系不清, 缺乏有效模拟磁滞回线的证据。

2.4.2 非线性磁滞模型的提出

在对图 9.11-8 的回转器—电容模型分析后可知, 当串入电阻后, 有

$$Ni = u_{C1} + (au_{C1})^n + R\dot{\Phi} \quad (9.11-15)$$

不考虑磁滞特性时, 有

$$Ni = u_{C1} + (au_{C1})^n \quad (9.11-16)$$

对比式 (9.11-15) 和式 (9.11-16), 结合图 9.11-8, 可知磁滞电阻上的“电压”反映了磁滞回线与基本磁化曲线的偏差, 电阻上的“电压”越大, 偏差越大, 磁滞宽度越大。

对于图 9.11-8 所示的磁心模型, 当施加相同频率、不同幅值的激励时, 如图 9.11-9 所示, 在相同的瞬时磁通势下, 激励强的对应的磁通势变化率更大, 如图 9.11-9 中的 A、B 两点。根据磁导电容上的积分关系, 近似于磁通变化率越大, 则线性电阻上的电压越大, 磁滞回线更高、更宽。因此, 采用固定电阻, 必然导致激励增强, 仿真得到的极限磁滞回线变宽, 与实际极限磁滞回线的特性不符。

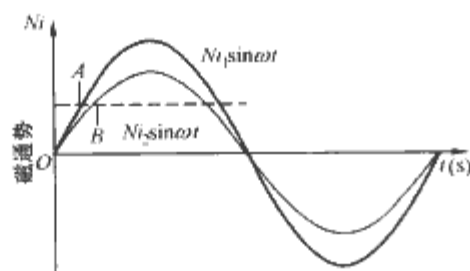


图 9.11-9 不同幅值的正弦波激励

因此, 提出采用非线性电阻替代原有的线性电阻。其基本电路形式如图 9.11-10 所示, 即采用线性电阻 r 与电压控制电流源 $i(u_r)$ 并联实现。

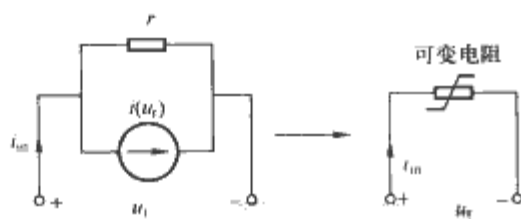


图 9.11-10 非线性电阻的电路组成
电压控制电流源 $i(u_r)$ 满足

$$\left. \begin{aligned} i(u_r) &= \left| \frac{bu_r}{r} \right|^m \text{sign}(u_r) \\ \text{sign}(u_r) &= \begin{cases} +1 & (u_r > 0) \\ -1 & (u_r < 0) \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (9.11-17)$$

当磁滞电阻 r 电流较小时, 压控电流源 $i(u_r)$ 很小, 总电流大部分流经磁滞电阻, 磁通势增加, 磁通增大; 当磁通变化率较大, 磁滞效果比较明显时, $i(u_r)$ 明显增大, 总电流大部分流经压控电流源 $i(u_r)$, 则磁滞电阻上的最大电压增加缓慢出现类似于“饱和”的现象, 使磁心的极限磁滞回线不会受激励强度的影响。模型对外表现出一个随输入电流变化而变化的非线性电阻 $r_{\text{eff}}(i)$ 。

将非线性电阻加入到饱和特性的仿真模型中, 就得到新

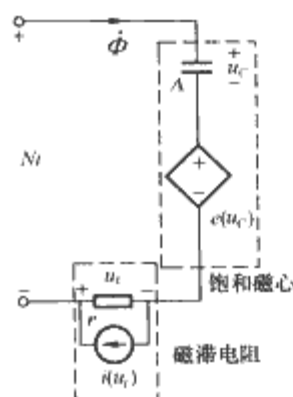


图 9.11-11 采用非线性磁滞电阻的磁心回转器—电容模型

的磁心磁滞特性的仿真模型, 如图 9.11-11 所示。

2.4.3 非线性磁滞电阻的参数确定

模型给出后, 模型参数的确定方法成为建模的又一个难点。对于非矩形磁滞回线的磁性材料, 其 $B-H$ 曲线从剩磁 B_r 到矫顽力 H_c 的变化规律与基本磁化曲线在过零点附近的变化规律类似, 因此保证 B_r 点或者 H_c 点的准确模拟, 另外一点就能由基本磁化曲线仿真模型保证近似得到。鉴于

B_r 对电力电子变流器中磁件的设计影响稍大, 故从保证 B_r 点的准确模拟出发来获得模型的参数。对于矩形磁滞回线的磁性材料, B_r 约等于 B_s , H_c 直接影响环宽。由于基本磁化曲线仿真模型已经保证了 B_s 的准确模拟, 因此, 非线性磁滞电阻的参数要从 H_c 点的准确模拟出发。下面给出非矩形磁滞回线磁材等效模型中磁滞电阻参数的确定方法。对于矩形磁滞回线的磁材, 模型参数的获取方法与下面给出的方法类似。

具体参数确定方法如下:

(1) 根据饱和磁场强度 H_{sat} , 求出磁心的饱和磁动势, 即

$$F_{\text{sat}} = H_{\text{sat}} l \quad (9.11-18)$$

(2) 根据 B_r , 从式 (9.11-7) 求出磁导电容两端的“电压” U_r 。

(3) 由于电阻消耗的功率相对于磁心吸收的功率来说相对较小, 在磁心未饱和时, 有

$$\dot{\Phi} \approx \Lambda \frac{dF_{\text{sat}} \sin \omega t}{dt} = \Lambda \omega F_{\text{sat}} \cos \omega t \quad (9.11-19)$$

近似求得输入电流为零时的内部磁通变化率 $\dot{\Phi}_r$ 的大小

$$\dot{\Phi}_r = \Lambda \omega F_{\text{sat}} \quad (9.11-20)$$

(4) 根据图 9.11-11 可知, 当内部总磁动势为 0 时, 有

$$r_{\text{eff}}(\dot{\Phi}_r) \dot{\Phi}_r + U_r + (aU_r)^n = 0 \quad (9.11-21)$$

由于普通磁心的磁滞回线在到达剩余磁通密度时, 磁心处于不饱和状态, 因此, 可以忽略 $(aU_r)^n$ 项, 从而把计算得到的 $r_{\text{eff}}(\dot{\Phi}_r)$ 近似作为线性电阻参数 r 。

(5) 根据式 (9.11-17) 可知, 当 $\frac{bu_r}{r} > 1$ 时, 压控电流源发生作用, 随着输入电流的增大, 线性电阻 r 上的电压不再增大, 即其形成的磁滞宽度不再增大, 此时, 认为形成的磁滞为磁心的极限磁滞回线, 因此有

$$b = \frac{1.1r}{U_r} \quad (9.11-22)$$

由于求 $\dot{\Phi}_r$ 近似, 实际的 $\dot{\Phi}_r$ 小于此值。因此式 (9.11-22) 的系数取 1.1, 对近似作一定的补偿。

(6) 参数 m 越大, 其极限磁滞回线受输入激励幅值的影响越小。根据拟合效果, 这里建议 $m > 10$ 。

2.4.4 模型参数的验证

下面以金宁磁业的环型磁心 H14/8/7 (材料为 JP4A) 为例, 说明模型参数的确定。磁心和磁心材料的具体参数如表 9.11-4 和表 9.11-5 所示。

表 9.11-4 H14/8/7 磁心参数

l_e (有效磁路长度)	32.8mm
A_e (有效导磁面积)	20.3 mm ²
A_L (每匝电感量)	2600×(1±25%) nH

表 9.11-5 JP4A 磁心材料参数

μ_i (初始磁导率)	2000±20%
B_{sat} (饱和磁通密度)	510mT (25℃)
H_{sat} (饱和磁场强度)	700A/m
B_r (剩磁)	130mT

计算磁心的饱和磁通势为

$$F_{sat} = H_{sat} l = (700 \times 0.0328) A \cdot \text{匝} = 22.96 A \cdot \text{匝} \quad (9.11-23)$$

求出磁导电容“电压” U_r 为

$$U_r = \frac{B_r A_e}{A_L} = \left(\frac{0.13 \times 20.3 \times 10^{-6}}{32.8 \times 10^{-6}} \right) Wb = 0.805 Wb \quad (9.11-24)$$

根据最大磁通势计算最大的磁通变化率，输入激励的频率为 100kHz 可得

$$\dot{\Phi}_r = A \omega F_{sat} = (3.25 \times 10^{-6} \times 2 \times 3.14 \times 10^5 \times 22.96) Wb/s = 46.86 Wb/s \quad (9.11-25)$$

$$r = \frac{U_r}{\dot{\Phi}_r} = \frac{0.805}{46.86} = 0.0172 \quad (9.11-26)$$

计算参数 b

$$b = \frac{1.1 \times 0.0172}{0.805} = 0.0235 \quad (9.11-27)$$

最后，按照上面的分析，取 $m=30$ 。

非线性磁滞电阻的参数确立后，根据本章 2.3.2 节确定磁心的饱和模型参数。

在所有参数确定之后，使用图 9.11-12 的测试电路对参数进行仿真验证，电路仿真参数如表 9.11-6 所示。仿真结果如图 9.11-13 所示，图 9.11-13 中的深色线条为仿真波形，浅色线条为磁心手册提供的 JP4A 的 $B-H$ 曲线，从图 9.11-13 中可以读出 B_r 约为 0.13，与计算结果一致。而仿真得到的波形与磁心数据资料中给出的 JP4A 的 $B-H$ 曲线也基本一致，较好地反映了磁心的磁滞特性。因此，可以看出非线性的磁滞电阻能够较好地反映磁心的极限磁滞回线。

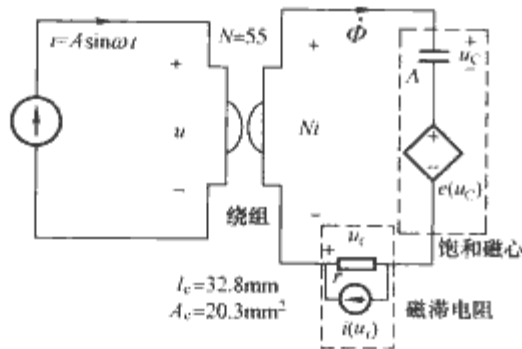


图 9.11-12 极限磁滞回线测试电路的仿真图

下面仍然以图 9.11-12 所示的仿真电路，分别对非线性电阻和线性电阻施加两组不同的激励，分别为 $i_1 = 0.5 \sin(2\pi \times 10^5 t)$ 和 $i_2 = 2 \sin(2\pi \times 10^5 t)$ 进行仿真，观察在不同外加激励下仿真得到的极限磁滞回线，以验证分析结果。

从图 9.11-14 (a) 中可以看出，使用非线性电阻，使得

磁滞回线在磁心到达饱和之后，极限磁滞回线不再随电流激励幅值的增大而增大。

表 9.11-6 模型参数设置

磁导电容电容量 (每匝电感量)	$A = 3.25 \times 10^{-6}$
饱和参数设置	$a = 0.365$
	$n = 19$
磁滞参数设置	$r = 0.017$
	$b = 0.0235$
	$m = 30$
回转电阻值 (等于匝数)	55
输入电流	$0.5 \sin(2\pi \times 10^5 t)$

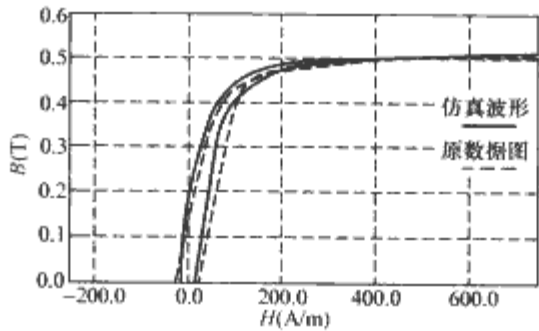


图 9.11-13 JP4A 的仿真 $B-H$ 曲线与资料的 $B-H$ 曲线对比图

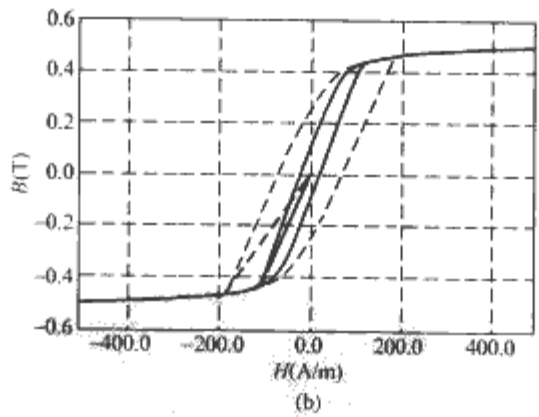
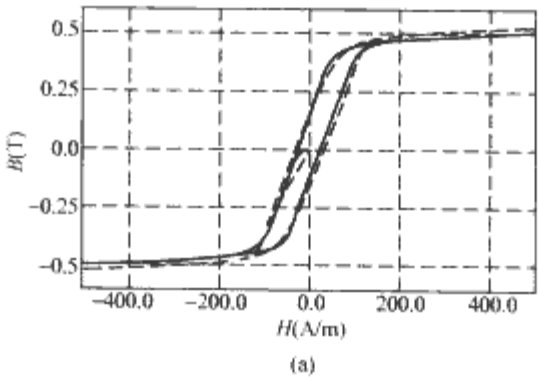


图 9.11-14 固定电阻和非线性电阻仿真的极限磁滞回线的比较

(a) 非线性磁滞电阻模拟的不同激励下的极限磁滞回线；

(b) 线性磁滞电阻模拟的不同激励下的极限磁滞回线

而图 9.11-14 (b) 则与前面的分析一致，随着电流激励幅值的增大，极限磁滞回线也不断增大。

对比图 9.11-14 (a) 和图 9.11-14 (b) 可知，采用非线性较线性电阻，能够更好地模拟磁心极限磁滞回线，并且通过参数计算，能够与磁心极限磁滞回线的特征参数 B_r 、 H_c 较好地对应。

以上是对极限 $B-H$ 曲线的仿真，下面采用非线性磁滞电阻对磁心在以下激励下模拟局部磁滞回线，分别为：

(1) 输入条件 1。相同输入频率下的输入正弦电流的幅值不断增大。

(2) 输入条件 2。在相同频率和幅值的正弦电流下，电流的直流分量不断增加时的动态仿真波形。

仿真波形如图 9.11-15 所示。

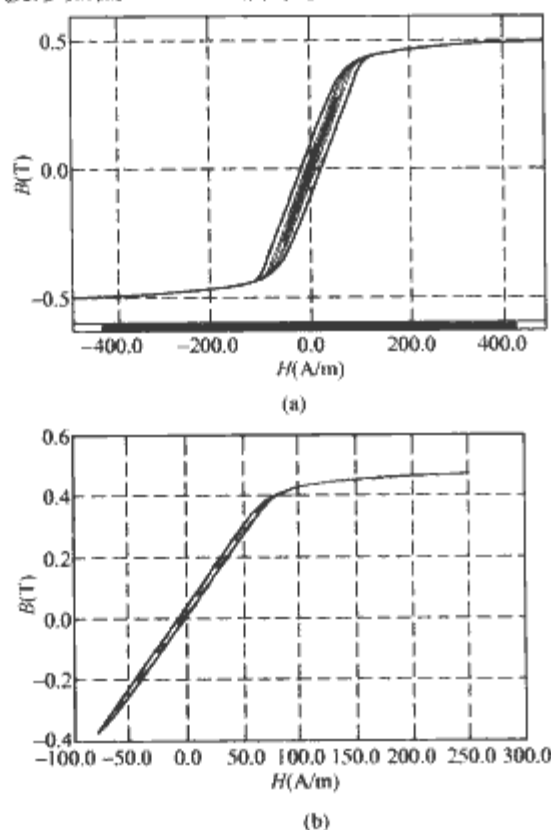


图 9.11-15 磁心的局部磁滞回线

(a) 输入条件 1 的 B - H 曲线；(b) 输入条件 2 的 B - H 曲线

图 9.11-15 比较直观地反应了曲线的动态过程。说明了使用所提出的非线性磁滞电阻回转器—电容模型能够在不同激励条件下较为真实地反映磁心的工作状态。

2.5 漏感的模拟

漏感作为磁件的一个较为重要的寄生参数，在传统的磁阻—电阻对偶的建模方法中，是被看作串联的电感，而在回转器—电容模型中，漏感作为没有被匝链的磁通，也看作是一个磁导，并联在绕组两端，由于气隙的长度和宽度难以确定，很难根据式 (9.11-2) 求出磁导电容的容值，但是，可以通过 LCR 测试仪测得漏感来确定等效的“容值”。如图 9.11-16 所示，截取磁件的一个绕组来分析。

可以从图 9.11-16 (b) 中得到

$$u_1 = L_{s1} \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} \quad (9.11-28)$$

$$i_m = i_1 + i_s' \quad (9.11-29)$$

式中： i_s' 为所有二次侧电流折算到一次侧的电流值。

从图 9.11-16 (c) 中可以得到

$$u_1 = N_1 \left(\Lambda_{s1} \frac{dF_s}{dt} + \Lambda_m \frac{dF_m}{dt} \right) \quad (9.11-30)$$

$$F_{s1} = F_m + F_{out} \quad (9.11-31)$$

式中： F_{s1} 为漏磁导 Λ_{s1} 上的磁动势； F_{out} 为二次侧各路漏磁导上总的磁动势。

对比式 (9.11-28)、式 (9.11-29) 和式 (9.11-30)、式 (9.11-31)，可知

$$L_s = N_1^2 \Lambda_s \quad (9.11-32)$$

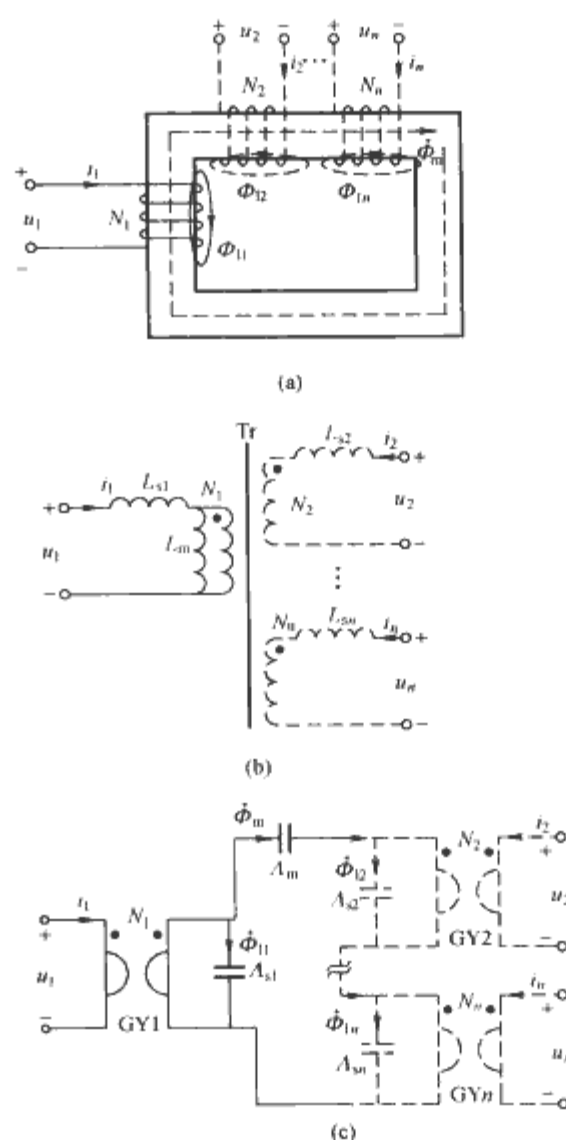


图 9.11-16 漏感的表示方法

(a) 绕组的绕制方式；(b) 传统模型漏感表示法；

(c) 回转器—电容模型的漏感表示法

3 回转器—电容仿真模型应用实例——磁放大器的仿真

结合第九章 1.3 节中所设计的磁放大器电路，建立磁放大器电感的回转器—电容仿真模型并进行系统仿真。其中磁放大器电感采用 Mp1305 的非晶磁心，磁心的截面积乘积为 0.028cm^2 ，导磁面积为 0.057cm^2 ，有效磁路长度为 3.46cm ，窗口面积为 0.49cm^2 。

3.1 回转器—电容模型参数确定

3.1.1 磁放大器的饱和参数的确定

由本章 2.3.2 节的分析可知，对于基本磁化曲线变化很快，并且动态磁导率有突然变化趋势的磁心，例如非晶磁心，建议 n 的取值范围大于 30，而当 a 确定之后，再增大 n 基本不影响磁化曲线。

对于磁放大器的饱和模型：当 $au_c < 1$ 时，由于 n 很大，压控电压源 $e(u_c)$ 的电压很小，此时磁心处于线性区；当 $au_c > 1$ 时，压控电压源 $e(u_c)$ 的电压迅速增大，磁心处于饱和区。因此，可知 a 与磁心的饱和磁通密度 B_{sat} 须满足

$$a = \frac{1}{U_{sat}} = \frac{\Lambda}{B_{sat} A_e} \quad (9.11-33)$$

根据非晶磁心的初始磁导率计算得到 Λ 为 0.04，体现出非晶磁心的高磁导率的特点。则根据式 (9.11-33)，可求得 $a = 12\,760$ 。

3.1.2 磁放大器的磁滞参数的确定

由本章 2.4 节中的分析可知，磁心的磁滞是由磁滞电阻

上的“电压”形成的，由于磁导电容 Λ 的取值很大，因此，磁放大器的基本磁化曲线是一条非常靠近 $Ni=0$ 的直线，磁心的磁滞宽度基本上由磁滞电阻上的电压决定。非晶材料的极限磁滞回线是一个近似的矩形回线，可知磁滞电阻上的电压在磁心未饱和时基本为常数 $H_c l$ ，如果要使磁滞电阻上的电压保持定值不变，应有

$$b = \frac{1.2r}{H_c l} \tag{9.11-34}$$

可以看出， r 对矩形磁滞回线中 B_r 基本没有影响，其影响的是极限磁滞回线由饱和区返回到线性区时的缓急， r 越大，越接近矩形磁滞回线。式 (9.11-34) 中取 1.2 的系数是对近似分析的补偿。

取 $r=0.4$ ，可以求出 $b=1.169$ 。为了减小输入激励幅值对极限磁滞回线的影响，取 $m=30$ 。

在所有参数确定之后，使用图 9.11-17 的测试电路对参数进行仿真验证，电路仿真参数如表 9.11-7 所示。

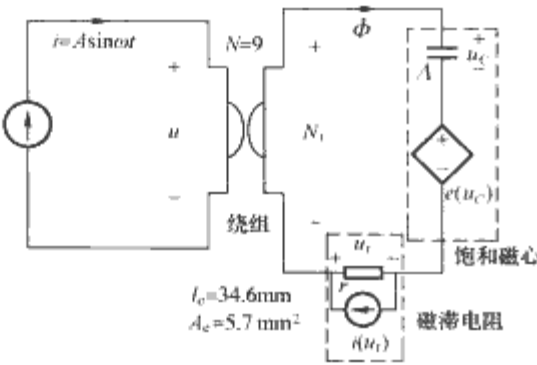


图 9.11-17 磁放大器极限磁滞回线测试电路的仿真图

表 9.11-7 磁放大器仿真模型的参数设置

磁导电容电容量（对应于每匝电感量）	$\Lambda=0.04$
饱和参数设置	$a=12\ 760$
	$n=40$
磁滞参数设置	$r=0.4$
	$b=1.169$
	$m=30$
回转电阻值（匝数）	9
输入电流	$0.5\sin\left(2\times3.14\times10^5t\right)$

极限磁滞回线的仿真结果如图 9.11-18 所示。从图 9.11-18 中可以读出 $B_s=0.52\text{T}$ ， $H_c=11.87\text{A/m}$ ， $B_r=0.5\text{T}$ ，与磁心材料的主要特征量较为一致。

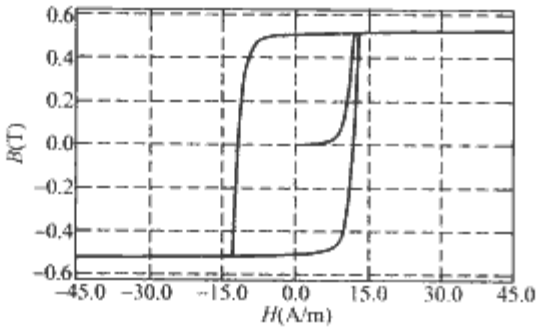


图 9.11-18 MP1305 仿真得到的极限磁滞回线

3.2 系统仿真结果

3.2.1 静态仿真结果

将所建立的磁放大器电感的仿真模型应用到 Saber 仿真软件进行系统闭环仿真。

仿真电路如图 9.11-19 所示，图中的虚线框就是用回转器—电容模型建立的磁放大器模型，仿真中的变压器匝比为 36 : 3，与实际相同。图 9.11-19 中主路输出 5V/30A，采用单电压环稳压，而辅路则采用磁放大器稳压，输出 3.3V/14A。

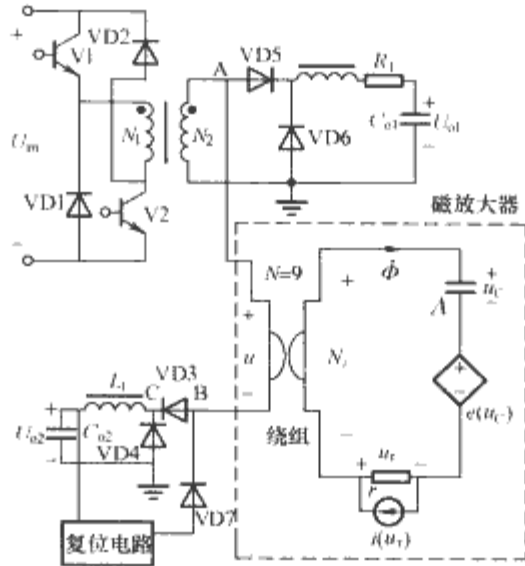


图 9.11-19 磁放大器仿真电路示意图

图 9.11-20 和图 9.11-21 分别为输入电压为 200V 和 300V、两路输出满载的 A、B、C 三点的电压波形。由理论可知磁放大器电感在向上趋于正饱和时，仅当达到一定的伏秒值时，磁放大器才工作于低阻导通状态。从图 9.11-20 和图 9.11-21 中可看出在不同的输入电压条件下，磁放大器自动调节其输出脉冲，使得输出稳定在 3.3V。

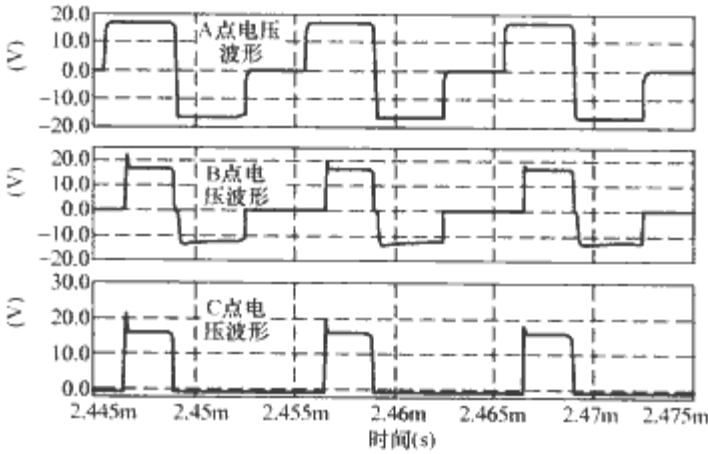


图 9.11-20 200V 输入时，两路输出满载时辅路电压波形

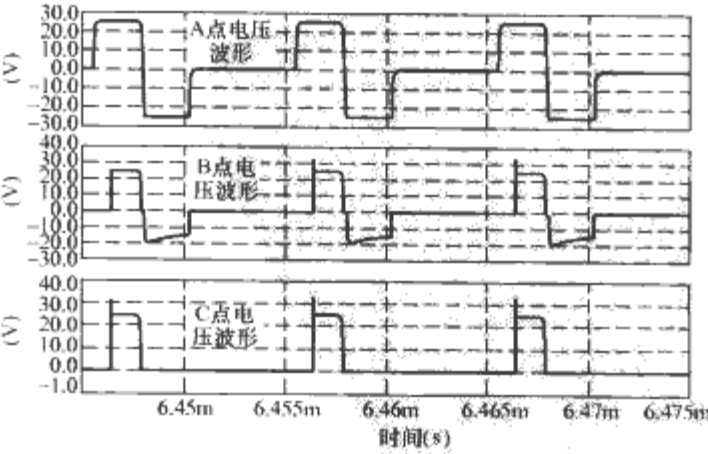


图 9.11-21 300V 输入时，两路输出满载时辅路电压波形

图 9.11-22 为 200V 输入时，两路输出满载时磁放大器的磁滞回线。可以看出回转器—电容模型较好地模拟了磁放大器的矩形磁滞回线，从图 9.11-22 中可以读出磁心的饱和

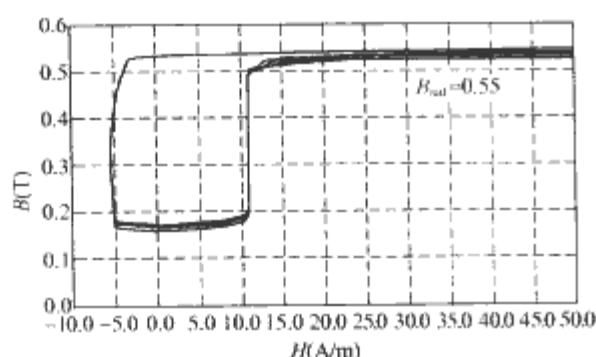


图 9.11-22 200V 输入时, 两路输出
满载时磁放大器的 $B-H$ 曲线

磁密为 0.55T, 与实际磁心的饱和磁通密度一致。同时, 磁放大器的设计也满足了辅路输出稳压的要求。

3.2.2 动态仿真结果

动态波形主要是考虑在输出负载变化和输入电压变化时输出电压的曲线, 观测在变载瞬间输出电压的变化, 验证磁件设计以及电路反馈的设计。

3.2.2.1 负载变化

图 9.11-23 和图 9.11-24 给出 200V 输入, 负载在满载和最小载动态变化过程中, 输出电压、磁放大器磁通的变化以及磁心 $B-H$ 曲线的变化。

从图 9.11-23 中可以看出在负载由满载到最小载的变化过程中, 输出电压出现小尖峰, 最大值在 3.5V 左右。在动态过程中, 输出电压的增大使误差放大器的反馈电流增大, 使磁心的反向磁化时间变长, 阻止输出电压的变大。在经过 0.5ms 左右的时间后基本稳定在 3.35V 左右。从最小载到满载的变化过程中, 输出电压在经过 0.4ms 左右即基本达到稳定。电压在 3.3V 上下略有振荡, 使调节器的输出电流的大小发生变化, 从而调节磁放大器电感工作在截止状态的时间。从图 9.11-24 中可以看出在动态调节过程中, 磁放大

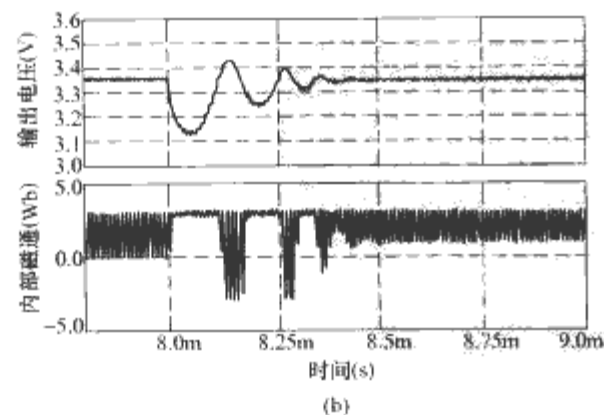
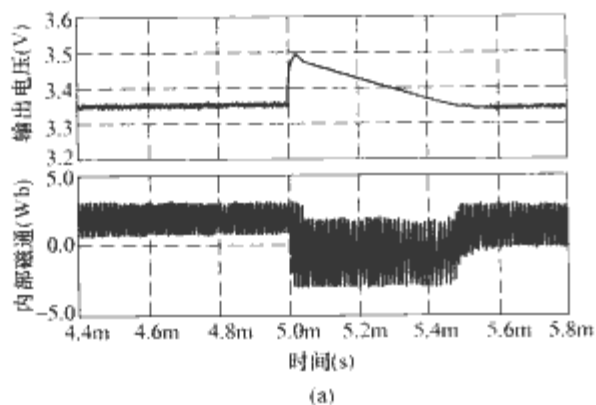


图 9.11-23 200V 输入时, 辅路的动态
仿真波形以及内部磁通波形

(a) 200V 输入, 辅路负载由满载到最小载突变时, 输出电压波形和内部磁通波形; (b) 200V 输入, 辅路负载由最小载到满载突变时, 输出电压波形和内部磁通波形

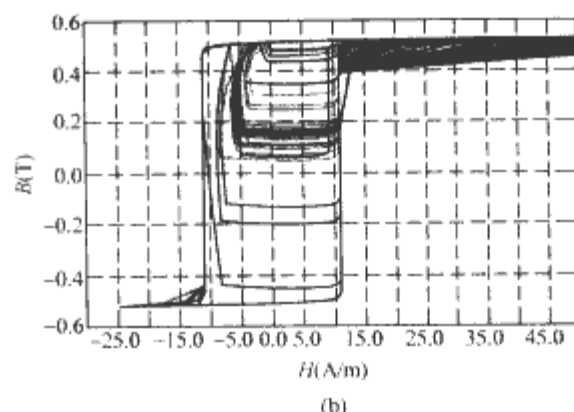
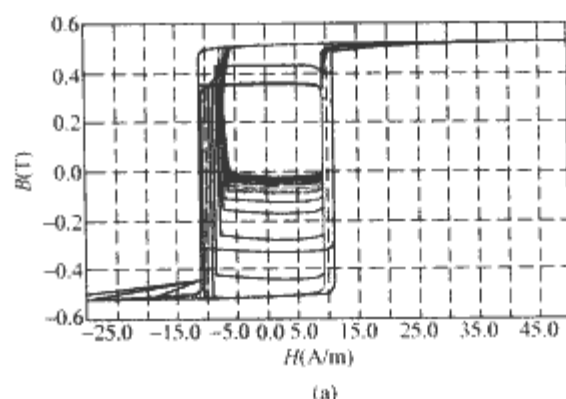


图 9.11-24 200V 输入, 负载变化时,
磁心内部的动态 $B-H$ 曲线

(a) 200V 输入, 辅路负载由满载到最小载突变时, 内部动态 $B-H$ 曲线; (b) 200V 输入, 辅路负载由最小载到满载突变时, 内部动态 $B-H$ 曲线

器电感会进入负饱和状态。

3.2.2.2 输入电压变化

输入电压的变化同时影响了一次侧的占空比和二次侧电压的大小, 从而影响磁放大器的工作状态。图 9.11-25 和图

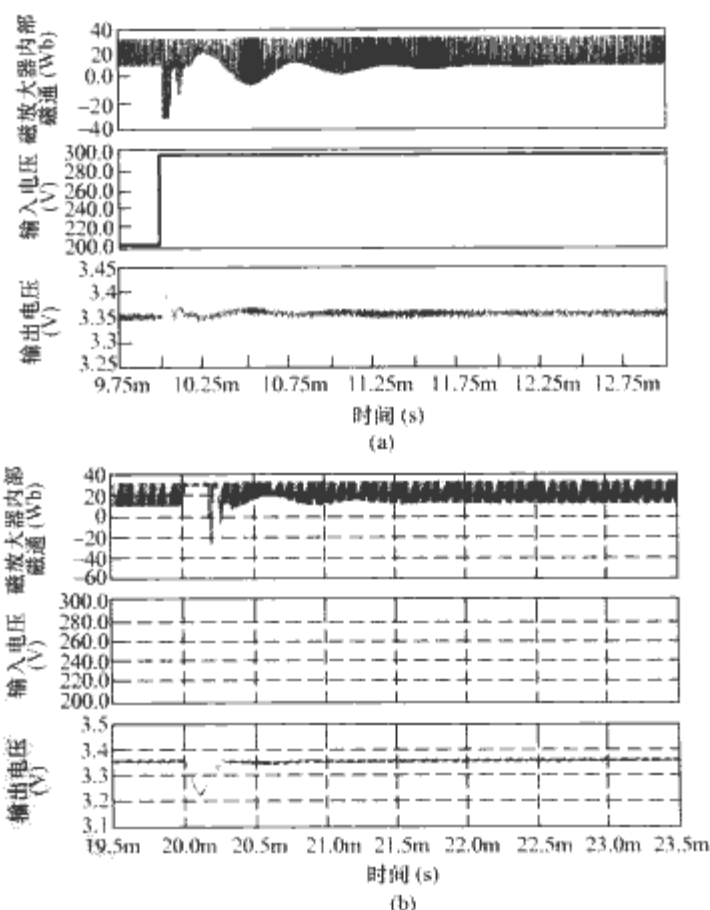


图 9.11-25 输入动态变化时, 辅路二次侧的
动态仿真波形以及磁件内部磁通波形

(a) 两路满载时, 输入电压由 200V 到 300V 突变时的输出电压和内部磁通波形; (b) 两路满载时, 输入电压由 300V 到 200V 突变时的输出电压和内部磁通波形

9.11-26 分别给出输入电压在 200~300V 间动态变化时, 输出电压、磁放大器磁通的变化以及磁心 $B-H$ 曲线的变化。

从图 9.11-25 中可以看出, 当输入电压突变时, 主路引起的占空比的调节和辅路反馈电流的调整, 使辅路输出电压很快稳定在 3.3V, 输出电压的过冲也在 0.1V 左右。图 9.11-26 也说明在动态调节过程中, 磁放大器电感会进入到

负饱和状态。

以上仿真结果, 验证了磁放大器的设计和反馈电路的设计, 同时揭示出动态过程中磁心内部的磁通变化。该应用实例证明了所建立的回转器—电容磁件仿真模型能够较好地反应磁件的非线性, 不需要大量计算资源, 适于系统闭环仿真。

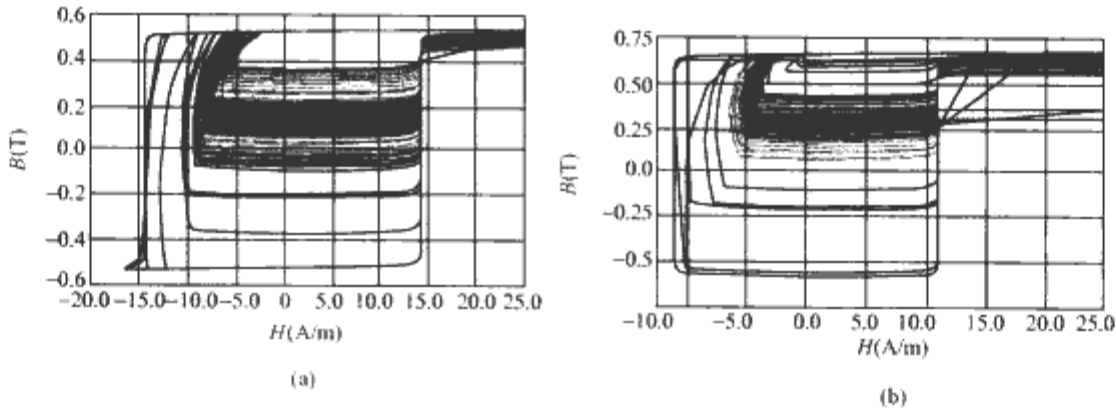


图 9.11-26 输入电压变化时, 磁心内部的动态 $B-H$ 曲线
(a) 输入电压由 200V 到 300V 跳变时, 磁心内部动态 $B-H$ 曲线;
(b) 输入电压由 300V 到 200V 跳变时, 磁心内部动态 $B-H$ 曲线

第12章 磁性元件的制作与测试

磁性元件的制造工艺、制作流程以及磁性元件性能的正确测量是磁性元件质量和性能的保证。本章对磁性元件的制作以及磁性元件参数的测试方法进行了介绍。

1 磁性元件的制作

1.1 磁性元件制作概述

制作磁件需要保证：选择恰当的制作材料、完备的制作流程、规范的制作工艺和正确的测试保证。下面对磁件制作材料、磁件制作流程以及磁件的技术参数进行简要介绍。

1.1.1 磁性元件制作所用材料

磁件制作所用的材料较多，主要包括：

(1) 骨架 (bobbin)。起到支撑线圈的作用。骨架可以根据材质或形状来分类。根据形状不同，骨架可以分为立式、卧式、子母式、抽屉式、单元格、双格等。根据骨架材质的不同可以分为热塑性材料和热固性材料。热塑性材料包括常用的尼龙 (NYLON)、PET 塑料和 PBT 塑料三种，热固性材料有常用的电木。其中电木稳定性高，不易变形，耐温 150°C ，可承受 370°C 的高温，表面光滑，易碎，不能回收，用于耐温较高的变压器。尼龙为工程塑料，延展性好，不易碎，耐温 115°C ，易吸水，一般用于耐油性强的变压器上。

(2) 磁心 (core)。有关磁心的具体分类、特性及应用，在第三、四、五章已经详细叙述，这里不再重复。

(3) 套管 (tube)。套管种类繁多，用途广泛，常用的有铁弗龙 (teflon)、硅质套管、玻璃纤维硅胶套管、硅橡胶套管、硅胶玻璃纤维套管、腊套管、PE 热缩套管、PVC 热缩套管。其中铁弗龙是塑料中耐温最高 ($280\sim 300^{\circ}\text{C}$)、耐酸碱性最好、最抗黏、最耐磨的工程塑料材料，因而铁弗龙绝缘套管是磁件进出线绝缘的最佳材料。

(4) 电气胶带 (tape)。一般电气胶带的基本结构包括分离涂层、带基、涂底剂及胶黏剂。根据带基的不同，常用的胶带可分为聚酸亚胺胶带、乙烯树脂胶带、合成物薄膜、乙醋酸布等。其中，聚酸亚胺胶带能抵受极大的温差，稳定性好，可用于 COIL、缠绕的电线和电容器。乙烯树脂胶带绝缘强度高，可用于高压电缆电线缠绕和电视消磁 COIL 的封装操作。合成物薄膜就是常说的醋酸布，用于磁件制作中做填充 (即俗称的挡墙)，保证线包与磁心的安全间距。乙醋酸布适用于线圈的包封，成型性好，能耐 105°C 的高温，并能有效地吸收树脂和绝缘漆。

(5) 漆包线 (wire)。包括油性树脂漆包线 (E. W.)、聚乙烯醇缩甲醛漆包线 (P. V. F.)、聚酯瓷漆包线 (P. E. W.)、聚胺基甲酸脂漆包线 (U. E. W.) 等。油性树脂漆包线是最早普遍使用的漆包线，以天然树脂与干性油为主的油质为绝缘皮膜，依规定厚度烤漆于导体而成，是漆包线中体积最小的，成本低，但耐磨性比其他漆包线差，不适于笨重的绕线作业。聚乙烯醇缩甲醛漆包线机械特性优良，可用于电动机、变压器等的线包制作。聚酯瓷漆包线耐热性良好，适用于要求热特性良好的电动机及变压器等的制作。聚胺基甲酸

脂漆包线最大的特点为漆膜在 300°C 以上能在短时间内溶解，可不剥皮而作焊接工作，有利于提高工作效率，在高频开关电源的磁件制作中应用广泛。

(6) 胶 (epoxy)。在磁件制作中用于粘接、固定、灌封或绝缘。胶的种类很多，常用的胶根据其成分可分为环氧树脂类、硅酮树脂类、氰压克力脂类 (瞬间胶水)、热熔胶类等；根据其组成可分为单剂型和双剂型。环氧树脂类主要用于灌封。硅酮树脂类主要用在脉冲高压变压器作保护用。接合固定大部分为单剂型胶。

1.1.2 磁性元件制作流程

磁件制作的具体流程依具体要求和磁件的种类而不同，以高频变压器的制作为例，其完整的生产制作流程一般包括以下几步：

- (1) 领料。
- (2) 工程图及作业指导书确认。
- (3) 绕线、绝缘及加入屏蔽。
- (4) 焊锡。
- (5) 磁心研磨。
- (6) 磁心组装。
- (7) 包外铜箔。
- (8) 半成品测试 (包括电感值测试、漏电感值测试、直流电阻测试、同名端测试、匝比测试、高压绝缘测试等)。
- (9) 凡立水处理 (真空含浸)。
- (10) 阴干处理。
- (11) 烤箱烤干处理。
- (12) 加包外围胶带。
- (13) 整脚、切脚处理。
- (14) 贴危险标签及料号标签。
- (15) 外观处理。
- (16) 成品电气测试。
- (17) 至终检区检查、测试、装箱。
- (18) 入库。

不同类型的磁件有相应的技术要求，并由对应的技术参数来表示。描述磁件性能的主要技术参数有额定功率、额定电压、额定频率、电压或电流变比、工作温度等级、温升、绝缘性能和防潮性能等。

1.2 磁性元件制作工艺

下面结合磁件的生产制作流程对其中的工艺进行介绍。

(1) 绕线。根据磁件的不同要求有不同的绕线方式，大致可分为：①一层密绕，即布线只占一层，线与线间紧密、整齐排列没有空隙，如图 9.12-1 所示；②均匀绕线，即在绕线范围内以相等的间隔进行绕线，如图 9.12-2 所示；③多层密绕，即线与线间紧密绕制，但一个绕组一层无法绕完，必须绕至第二层或二层以上；④定位绕线，即布线指定在固定的位置，根据位置和绕线方式的不同，又可分为五种情况，如图 9.12-3 所示；⑤并绕，此绕法大致可分为图 9.12-4 所示的四种情形。绕线中需要注意：当绕线始端与终端在骨架的同一侧时，结束端回绕前需贴一块胶布保证绝

缘；漆包线出入线所加的铁氟龙套管应与骨架凹槽口齐平或至少达 2/3 高，并从骨架的凹槽出线，以防止因套管过长造成拉力将线扯断，如图 9.12-5 所示。

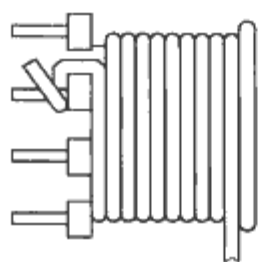


图 9.12-1 一层密绕示意图

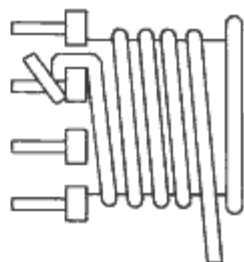
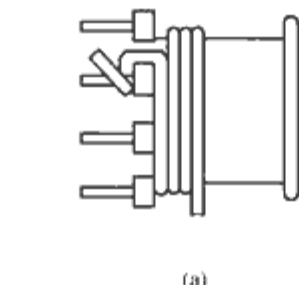
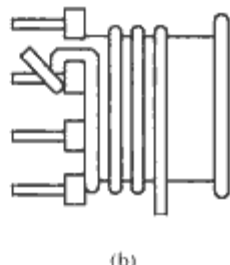


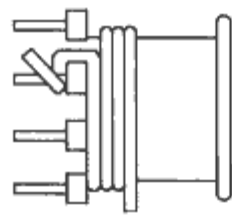
图 9.12-2 均匀绕线示意图



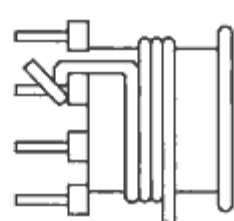
(a)



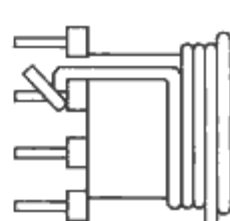
(b)



(c)



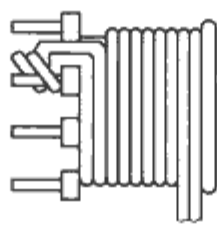
(d)



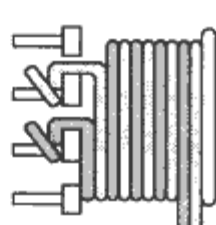
(e)

图 9.12-3 定位绕线方式示意图

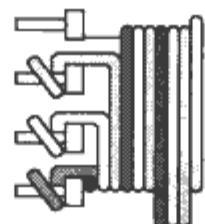
- (a) 密绕指定点绕线；(b) 均匀疏绕指定点绕线；
(c) 密绕指定侧（出线侧）绕线；(d) 密中绕；
(e) 密绕指定侧（出线对侧）绕线



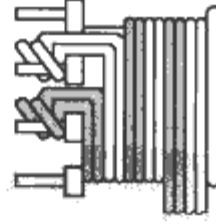
(a)



(b)



(c)



(d)

图 9.12-4 并绕绕线方式示意图

- (a) 同组并绕；(b) 不同组或同组并绕；
(c) 多组并绕；(d) 不同组或同组双并绕

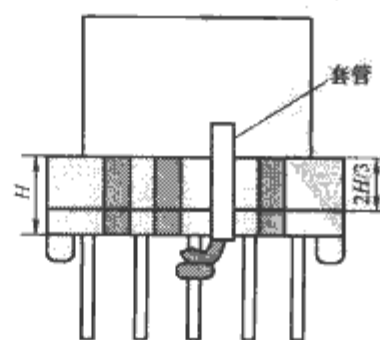


图 9.12-5 铁氟龙套管加入方式示意图

(2) 包铜箔。磁件中，铜箔可以作为线圈的导体，还可以起到屏蔽的作用。当在绕组内加铜箔实现屏蔽时，注意铜箔不能闭合。当在磁心上包裹铜皮避免漏磁影响外电路时，铜箔应闭合焊接。铜箔绕制时，始端不应从骨架转角处开始，防止铜箔层间因挤压破坏绝缘而形成短路。加工内屏蔽铜皮时，在焊接引线处注意绝缘，边缘处注意去毛刺。焊接外铜箔时，注意焊接时间不能过长，防止破坏绝缘。

(3) 包胶带。同组线圈换层时应让胶带在换层处重叠有 5~10mm，保证绝缘；同组线圈出线处要按照换层来处理，包胶带，保证绝缘；最外层线圈通常包裹三层，保证绝缘。

(4) 磁心组装。组装过程中要注意磁心贴合必须紧密，通常把磁心撮合 3~4 次来保证。磁心固定可以用铁夹或三层胶带方式固定，并且可在磁心接合处点胶固定，点胶后需阴干 0.5h 再置于 120℃ 烤箱中烘烤 1h。如果是两副磁心并绕，则每副磁心单独固定。

(5) 含浸。具体操作步骤如下：

1) 准备。包括凡立水调制及产品摆放于含浸槽内。

2) 抽气。启动真空含浸机，抽气至 40~50cm/kg，放入凡立水，再抽气至 65~75cm/kg，需连续抽气、放气 3~5 次，含浸 10~15min，直到产品无气泡溢出。

3) 放气。放下凡立水，再反抽至 65~75cm/kg 一次，放气，待产品稍干后取出放置滤干 10min 以上，直到产品无凡立水滴下。

4) 烘干。先将烤箱温度调至 80℃，预热 1h，再将温度调至 100℃，烘烤 2h 最后将温度调至 110℃，烘烤 4h 拆样确认。

5) 取件、冷却。

2 磁性元件参数的测试

磁件基本参数的测试包括对磁件本身的测试和磁件在系统中运行时的测试，测试内容和方法主要有以下几个方面。

2.1 电感量和漏感量的测试

对于变压器，要求测出其励磁电感和漏感，对电感器，要求测出其电感量。测量电感的方法通常有两种：一是电桥法，二是伏安法。前者一般有用这种方法制成的电感量测量仪，可以直接进行测量，在用这种测量仪器测试变压器的励磁电感时，要将测量仪的两个端子与变压器的一次绕组连接起来，而将变压器的二次绕组全部开路，如图 9.12-6 所示。测试条件包括测试频率（一般为 1kHz）、测试电压（一般为 1V）和测试温度（一般为室温）。这样测出的电感量实际为励磁电感 L_m 和漏感 L_k 之和，因为 $L_m \gg L_k$ ，所以可以认为二次侧开路时测出的电感量就等于励磁电感 L_m 。在测量变压器的漏感 L_k 时，将其所有二次绕组短路即可，测试条件不变。如要测量电感器的电感量，则用电感测试仪直接测量。

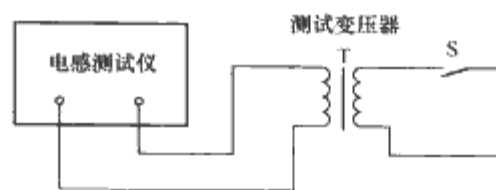


图 9.12-6 用电感测试仪测量变压器电感的接线图

如果没有电感测量仪，可以用伏安法进行测量，其电路如图 9.12-7 所示。根据变压器的设计频率，选择信号发生

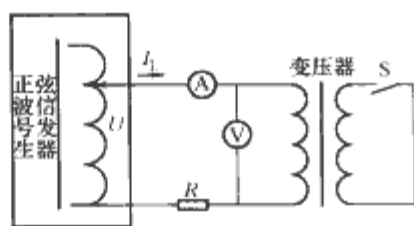


图 9.12-7 用伏安法测量
电感量的接线图

器的信号频率 f ，慢慢增加信号电压的幅值，直到电流有效值 I_L 接近于变压器的额定电流，记下 I_L 和 U_L ，就可求出电感量，即

$$L = \frac{1}{2\pi f} \times \frac{U_L}{I_L} \quad (9.12-1)$$

如果 S 断开，式 (9.12-1) 求出的就是励磁电感 L_m ，如果 S 短接，则式 (9.12-1) 求出的就是漏感 L_k 。

电感器的测试方法与此相同，只是不需要短路开关，测出的电感量即电感器的电感量。

2.2 绝缘电阻和抗电强度的测试

磁件的绝缘电阻和抗电强度决定了磁件使用的安全性和可靠性，所以在设计并绕制完磁件后，要测试其绝缘电阻和抗电强度。测试方法如下：

2.2.1 绝缘电阻

用绝缘电阻表可以测试磁件各绕组间及各绕组与磁心间的绝缘电阻，其值一般要求大于 $100M\Omega$ ，测试条件是直流 $500V$ 。

2.2.2 抗电强度

用耐压测试仪可以测量磁件各绕组间及各绕组与磁心间的抗电强度。对于输入电压为 $220V$ 的 AC/DC（交流/直流）开关电源，一般要求其一次、二次绕组间的耐压达到 $3kV$ AC 以上，而其他绕组间及绕组与磁心间的耐压可以小于 $2kV$ AC；对于输入电压为 $48V$ 左右、输出电压小于 $48V$ 的 DC/DC 开关电源，一般要求其一次、二次绕组间的耐压达到 $1500V$ DC。测试时间一般为 $1min$ ，漏电流小于 $1mA$ 。

2.3 变压器同名端的测试

设变压器一次绕组的两端为 A 和 B，A 端和 B 端之间的电压为 U_{AB} ，二次绕组的两端为 a 和 b，电压为 U_{ab} 。把 B 端和 a 端相连，然后在 A、B 端接入交流电源，用万用表测量电压 U_{Ab} ，如果 $U_{Ab} = U_{AB} + U_{ab}$ ，那么 A 和 a 是同名端；如果 $U_{Ab} = U_{AB} - U_{ab}$ ，则 B 和 a 是同名端。

2.4 温升测试

磁件除了要满足其电气性能指标如输出电压、电流等外，还需要满足温升指标。如果温升超标，则不能正常工作，甚至会烧毁磁件，这是要特别注意的。测量温升通常用点温计。测量时，将点温计的热电偶与磁件的磁心或线圈接触，并读出温度值。为了接触良好，有时需要加一些导热胶。如果要测量磁件内部绕组的温度，可以在绕制时，预先将点温计的热电偶埋在绕组内部，如要测量磁心内部的温度，可以将磁心钻一个小孔，将热电偶插入孔内，并加导热胶。

2.5 动态磁滞回线的测量

电力电子系统中的磁性元件许多都工作在动态磁化条件下，因此磁件动态性能参数的测量就显得尤为重要，其中较

为重要的部分就包括软磁材料动态磁滞回线的测量。所谓动态磁滞回线就是在动态磁化条件下，磁场强度 H 和磁感应强度 B 的关系曲线。

与动态磁滞回线测量相关的标准有 GB/T 9632.1—2002《通信用电感器和变压器磁心测量方法》，该标准适用于主要由磁性氧化物或金属粉末制成的磁心的磁性能的测量，也适用于羰基铁粉芯和非晶纳米晶磁心的测量。与此相关的国际标准为 IEC 制定的 IEC 62044《软磁磁心测量方法》系列标准，该标准由 4 部分组成：IEC 62044-1：2002《软磁磁心测量方法 第 1 部分：通用规范》、IEC 62044-2：2005《软磁磁心测量方法 第 2 部分：低励磁电平下的磁特性》、IEC 62044-3：2000《软磁磁心测量方法 第 3 部分：高励磁电平下的磁特性》、IEC 62044-4《软磁磁心测量方法 第 4 部分：非磁性特性》。IEC 62044-1：2002、IEC 62044-2：2005、IEC 62044-3：2000 将代替旧的标准 IEC 367-1：1982。

根据测量采用的基本原理，测量动态磁滞回线的方法为电磁感应法。在磁心上（要求为环型样品）绕两个线圈，一个为励磁线圈，另一个为测量线圈。通过同步实时测量磁心的励磁线圈中的电流和测量线圈感应得到的电压，再根据安培环路定律和电磁感应定律得到磁场强度 H 和磁感应强度 B ，然后利用不同的方法显示或记录得到动态磁滞回线。

根据实际电压、电流信号测试方法和动态磁滞回线显示或记录方法的不同，动态磁滞回线的测量方法又可以分成示波器法、铁磁仪法、采样法和计算机控制的交流磁化特性测试方法。下面对上述几种测试方法进行简要介绍。

(1) 示波器法。示波器法就是利用示波器直接显示磁滞回线的方法，其简单可靠，在工业应用广泛。将检测到的励磁线圈的电流信号输入到示波器的 X 通道，将积分后的测量线圈的感应电压信号输入到示波器的 Y 通道，利用示波器的 X-Y 显示功能就可以直接观测到磁心的 $B-H$ 曲线。该方法适用频率范围较宽，可以从 $20Hz \sim 1MHz$ ，设备简单，操作方便，测试速度快，但对材料磁特性参数的量化有一定困难。

(2) 铁磁仪法。也叫矢量计法，它是把电工测量中通过相敏整流而测出电压或电流的瞬时值和相位的方法用于磁性测量而建立起来的一种交流磁滞回线的测量方法。在交流磁化条件下， $B-t$ 曲线和 $H-t$ 曲线都是周期反对称，则磁感应强度和磁场强度的瞬时值与其在该时刻后半周期中的平均值有确定的数学关系。所以，磁感应强度和磁场强度的瞬时值的测量就可以转化为对应的平均值的测量。改变测试点的相位，就可以测得任何时刻的磁感应强度和磁场强度的瞬时值并得到交流磁滞回线。该方法测试设备结构简单，操作比较方便，但用于不对称动态磁滞回线的测量有一定困难，且不适合用于高频测量，测量频率范围一般在 $45 \sim 1000Hz$ 。

(3) 采样法。采样法是利用采样变换电路将高速变化的电压信号进行转换为波形相同但变化速度很慢的电压信号，采用低速 AD 进行采样，并可降低对积分放大电路中运放的增益和频带的要求，并可采用早期低速的输出设备——X-Y 记录笔来跟踪、记录。该方法测试数据准确，但测试频率最高只能达到 $20kHz$ ，难以适应磁性材料高频测量的要求。

(4) 采用计算机控制的交流磁化特性测试方法。随着计算机软硬件技术的快速发展，数据的高速、实时采样和处理不再困难，测试可以实现闭环控制，测量过程实现了高度的自动化。该方法最高测试频率可以到 $500kHz$ 。目前这方面的主要产品还是国外产品。

下面对示波器法进行较详细的介绍。

示波器法测试动态磁滞回线的原理图如图 9.12-8 所示。用信号发生器产生正弦激励信号加到待测磁件的测试线圈，测试线圈匝数为 N_1 ，采样 N_1 的电流 i_1 ，转换为电压信号 u_x 并输入到示波器的 X 通道。测量线圈 N_2 将产生感应电压 e_2 ，将 e_2 积分得到电压信号 u_y 并输入到示波器的 Y 通道。

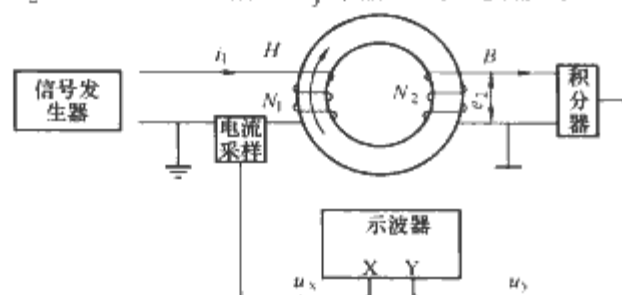


图 9.12-8 示波器法测试动态磁滞回线的原理图

令磁件中的磁感应强度为 B ，磁场强度为 H ，等效磁路长度为 l ，磁心的导磁面积为 A_e ，根据安培环路定律和法拉第电磁感应定律有

$$Hl = N_1 i_1 \quad (9.12-2)$$

$$e_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} = N_2 A_e \frac{dB}{dt} \quad (9.12-3)$$

对式 (9.12-2) 和式 (9.12-3) 进行变换得到

$$H = N_1 \frac{i_1}{l} \quad (9.12-4)$$

$$B = \frac{1}{N_2 A_e} \int e_2 dt \quad (9.12-5)$$

由式 (9.12-5) 可以看出，当线圈匝数和磁路长度固定后， u_x 与 H 成正比， u_y 与 B 成正比，利用示波器的 X-Y 显示功能就可以在示波器上合成被测磁件的 B - H 曲线。

下面给出一个具体的 B - H 曲线测试电路，如图 9.12-9 所示。

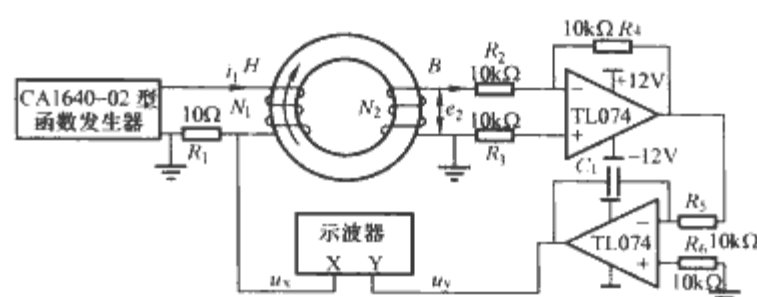


图 9.12-9 测量电路图

设磁环的内外圈直径分别为 D_1 、 D_2 ，横截面积为 A_e ，则可知磁环的平均磁路长度为

$$l = 2\pi \left(\frac{D_1}{2} + \frac{D_2 - D_1}{2} \right) = \frac{1}{2} \pi (D_1 + D_2) \quad (9.12-6)$$

一次侧 R_1 上的压降 u_x 为

$$u_x = i_1 R_1 = \frac{Hl}{N_1} R_1 = \frac{H\pi(D_1 + D_2)}{2N_1} R_1 \quad (9.12-7)$$

由于积分器采用的是反相 RC 积分器，所以要加入一个反相器。积分器的电容采用可调电容或是分挡设置以满足 $RC \frac{1}{2\pi f}$ 的积分条件。结合式 (9.12-5) 可以得到积分器的输出为

$$u_y = -\frac{1}{R_5 C_1} \int -e_2 dt = \frac{BN_2 A_e}{R_5 C_1} \quad (9.12-8)$$

在示波器上可以得到 $B = f(H)$ 的曲线。

上述测试电路中要注意积分器产生的相移和线圈的寄生电容会改变示波器输入信号的相位关系，使得动态磁滞回线变形。

参考文献

- [1] 杨玉岗. 现代电力电子的磁技术. 北京: 科学出版社, 2003.
- [2] 赵修科. 实用电源技术手册—磁性元器件分册. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [3] 刘国强, 赵凌志, 蒋继娅. Ansoft 工程电磁场有限元分析. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [4] 丁道宏. 电力电子技术. 北京: 航空工业出版社, 1999.
- [5] 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2003.
- [6] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术. 北京: 科学出版社, 2000.
- [7] Chen W, Hua G., Sable D, et al. Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with integrated magnetics//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1997; Vol 2. Blacksburg; IEEE, 1997.
- [8] Xu Peng, Wu Qiaoqiao, Leong Pit, et al. A novel integrated current doubler rectifier//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2000; Vol 2. New Orleans; IEEE, 2000.
- [9] Blake C, Kinzer D, Wood P. Synchronous rectifiers versus schottky diodes: A comparison of the losses of a synchronous rectifier versus the loss of a schottkey diode rectifier//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1994; Vol 2. Orlando; IEEE, 1994.
- [10] Huljak R, Thottuvelil V, Marsh A, et al. Where Are Power Supplies Headed//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2000; Vol 1. New Orleans; IEEE, 2000.
- [11] Lopera J, Prieto M, Pernia A, et al. Design of Integrated Magnetic Elements Using Thick-Film Technology//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1998; Vol 1. Anaheim; IEEE, 1998.
- [12] Prieto M J, Fernandez A, Diaz J M, et al. Influence of Transformer Parasitics in Low-Power Applications//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1999; Vol 2. Atlanta; IEEE, 1999.
- [13] George B. Power Management: Enabling Technology for Next-Generation Electronic Systems//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2001; Vol 1. Anaheim; IEEE, 2001.
- [14] Quinn Conor, Rinne Karl, et al. A Review of Planar Magnetic Techniques and Technologies//Applied Power. Electronics Conference and Exposition. APEC 2001; Vol 2. Anaheim; IEEE, 2001.
- [15] 钱照明, 张军明, 吕征宇, 等. 我国电力电子与电力传动面临的挑战与机遇. 电工技术学报, 2004, 19(8): 10-22.
- [16] 宋晓冬, 陈果, 王志强. 平面变压器在开关电源中的技术优势. 电源技术应用, 2005(11): 47-50.
- [17] 陈乾宏, 阮新波, 严仰光. 开关电源中磁集成技术及其应用. 电工技术学报, 2004, 19(3): 1-8.
- [18] 陈乾宏, 阮新波, 严仰光. 磁集成变换器的推导及磁件等效电路通用模型. 电力电子技术, 2004, 38(5): 48-50.
- [19] Staffiere Don., Sarjeant Jim. Power Technology Roadmap//Applied Power and Electronics Conference and Exposition. APEC 1998; Vol 1. Anaheim, California; IEEE, 1998.
- [20] 李洪珠, 杨玉岗, 梁鸿雁. 开关变换器中阵列式平面集成磁件的磁集成研究. 电力电子技术, 2005, 39(3): 73-75.
- [21] Xu Peng, Wei Jia, Lee Fred C. Multiphase coupled-Buck Converter-A Novel High Efficient 12V Voltage Regulator Module. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(1): 74-82.
- [22] Chen Wei, Lee Fred C, Zhou X, et al. Integrated Planar Inductor Scheme for Multi-Module Interleaved Quasi-Square-Wave (QSW) DC/DC Converter//Annual power electronics specialists conference. PESC 1999; Vol 2. Atlanta; IEEE, 1999.
- [23] Wong Pit-Leong, Wu Qiaoqiao, Xu Peng, et al. Investigating Coupling Inductors in the Interleaving QSW VRM//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2000; Vol 2. New Orleans; IEEE, 2000.
- [24] Wei Jia, Xu Peng, Wu Ho-Pu, et al. Comparison of Three Topology Candidates for 12V VRM//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2001; Vol 1. Anaheim; IEEE, 2001.
- [25] Robert W. Eickson. Fundamentals of Power Electronics. Boston; CLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 1999.
- [26] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [27] 蔡宣三, 龚绍文. 高频功率电子学. 北京: 科学出版社, 1993.
- [28] 张榴晨, 徐松. 有限元法在电磁计算中的应用. 北京: 中国铁道出版社, 1996.
- [29] 张立. 现代电力电子技术基础. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [30] 沙斐. 机电一体化系统的电磁兼容技术. 北京: 中国电力出版社, 2000.
- [31] 冯恩信. 电磁场与电磁波. 西安: 西安交通大学出版社, 2005.
- [32] 王全保. 实用电子变压器材料器件手册. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2003.
- [33] 田民波. 磁性材料. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [34] 孙光飞, 强文江. 磁功能材料. 北京: 化学工业出版社, 2007.
- [35] Lopera J M, et al. Design of integrated magnetic elements using thick-film technology. IEEE Trans on Power Electronics, 1999, 14(3): 408-414.
- [36] Khan I A. Synthesis of switched-mode converters suitable for magnetic integration. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(3): 998-

- 1008.
- [37] 陈乾宏,阮新波,严仰光.采用磁集成技术的高效率、低压输出正反激变换器.电工技术学报,2002,16(1):53-58.
- [38] 杨玉岗,李卫东.高频低造型开关电源变压器:中国,99257264.9.2000-11-08.
- [39] 魏应冬,吴燮华.开关电源EMI滤波器原理与设计研究.电源技术应用,2005,8(2):36-40.
- [40] 杨玉岗,李洪珠.平面型高频PCB变压器材料和结构工艺.辽宁工程技术大学学报,2004(3):351-353.
- [41] Hofsjar Ivan W. Design and Analysis of Planar Integrated L-C-T for converters. IEEE Trans on Power Electronics, 2000, 15(6): 1221-1227.
- [42] Chen Rengang, Wang Shuo. Integration of EMI Filter for Distributed Power System Front-end Converter//Power Electronics Specialist Conference, PESC 2003; Vol 1. Acapulco; IEEE, 2003.
- [43] Sun Jian, Mehrotra Vivek. Orthogonal Winding Structures and Design for Planar Integrated Magnetics//Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2004; Vol 2. Turku; IEEE, 2004.
- [44] 杨玉岗,李洪珠,等.可削减直流偏磁集成磁件在DC/DC变换器中的应用.中国电机工程学报,2005,25(11):50-54.
- [45] 杨玉岗,于庆广,李洪珠,等.四相电源调整模块中可消除直流偏磁集成磁件研究.中国电机工程学报,2006,26(24):179-185.
- [46] 胡跃全,金泰义,何多惠,等.高频低造型磁心元件设计.电工技术,1998(11):16-19.
- [47] 原田耕介.开关电源手册.北京:机械工业出版社,2003.
- [48] MINO Masato, TSUKAMOTO Kazuo, YANAGISAWA Keiichi, TAGO Akio, YACHI Toshiaki. A Compact Buck-Converter Using a Thin-Film Inductor//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1996; Vol 1. San Jose; IEEE, 1996.
- [49] Jitaru Ione Dan, Ivascu Alexandru. Quasi-integrated magnetic an avenue for hgher power density and efficiency in power converters//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1997; Vol 1. Atlanta; IEEE, 1997.
- [50] Gu Yilei, Chen Huiming, Lu Zhengyu, Qian Zhaoming, Wei Kun. Investigation of candidate topologies for brick DC-DC converter//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2005; Vol 2. Austin; IEEE, 2005.
- [51] Lin Bor-Ren, Huang Kevin, Wang David. Analysis, Design, and Implementation of an Active Clamp Forward Converter with Synchro-nous Rectifier. IEEE Trans. Circuits and Systems, 2006, 53(6): 1310-1319.
- [52] Lim Bum-Sun, Kim Hee-Jun, Chung Won-Sup. A Self-Driven Active Clamp Forward Converter Using the Auxiliary Winding of the Power Trans-former. IEEE Trans. On Circuits and Systems, 2004, 51(10): 549-511.
- [53] Li Qiong and Lee Fred C, Milan M J. Design Consideration Of Transformer DC Bias Of Forward Converter With Active-Clamp Reset//Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 1999; Vol 1. Dallas. IEEE, 1999.
- [54] Bloom Ed. Core selection for & design aspects of an integrated-magnetic forward converter//Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 1986; Vol 1. New Orleans; IEEE, 1986.
- [55] Bloom Ed. New integrated-magnetic DC-DC power converter circuits & systems//Applied Power Electronics Conference and Exposition, APCE 1987; Vol 1. San Diego; IEEE, 1987.
- [56] Hamill D C. Lumped equivalent circuits of magnetic components; the gyrator-capacitor approach. IEEE Trans. power Electronics, 1993, 8(2): 97-103.
- [57] Hamill David C. Gyrator-Capacitor Modeling; A better Way of Understanding Magnetic Components//Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1994; Vol 1. Orlando; IEEE, 1994.
- [58] Eaton M, Shoremine. Adding Flux Paths to SPICE's Analytical Capability Improves the Ease and Accuracy of Simulating Power Circuits//Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 1998; Vol 1. Anaheim; IEEE, 1998.
- [59] 龚绍文.磁路及带铁心电路.北京:高等教育出版社,1985.
- [60] 旷建军,阮新波,任小永.平面变压器中并联绕组的均流设计.中国电机工程学报,2005,25(14):146-150.
- [61] 旷建军,阮新波,任小永.集肤和邻近效应对平面磁性元件绕组损耗影响的分析.中国电机工程学报,2006,26(5):170-175.
- [62] 梅文余.动态磁性测量.北京:机械工业出版社,1985.
- [63] 周世昌.磁性测量.北京:电子工业出版社,1994.
- [64] 刘玳珩.铁氧体磁心高频磁化曲线的测量原理及电路设计.磁性材料及器件,2000(6):49-53.
- [65] 周世昌.软磁铁氧体磁性测量技术及其发展.磁性材料及器件,1998(6):18-21.
- [66] 李克文,刘剑,胡滨.软磁铁氧体的标准化及标准体系.磁性材料及器件,1999(4):47-54.
- [67] [作者不详].变压器的概述[OL]. [2006-5-27]. www.dianyuan.com/bbs/u/31/1120214108.doc.

第 10 篇 电力电子技术在电力 传动中的应用

主编单位：浙江大学

主 编：贺益康 赵荣祥

编写人员：贺益康（浙江大学）

赵荣祥（浙江大学）

第 1 章 概 述

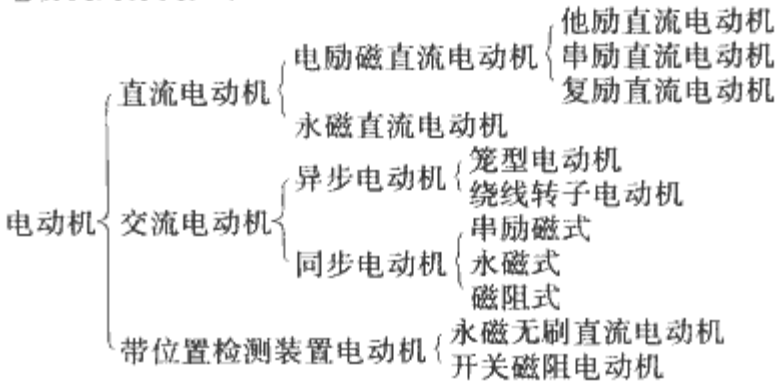
1 电力传动概念

电力传动是采用电动机实现生产机械、生产过程电气化及其自动控制的电气装备及系统的技术总称，是机电运动控制的重要技术内容。

一个电力传动系统主要由电动机、电源装置和控制系统组成。

1.1 电动机

电动机的分类如下：

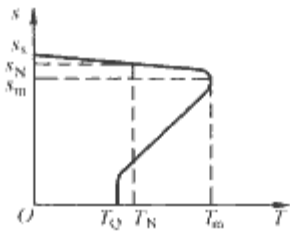
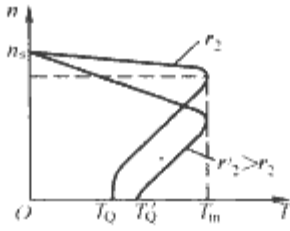
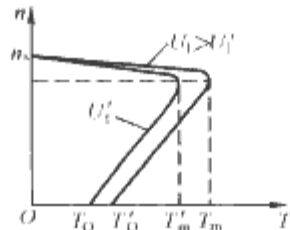
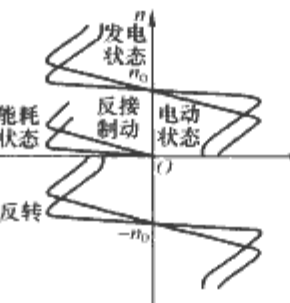
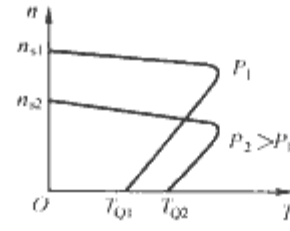
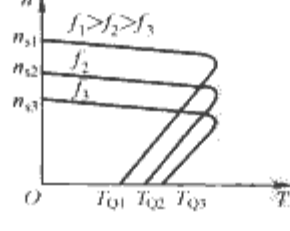
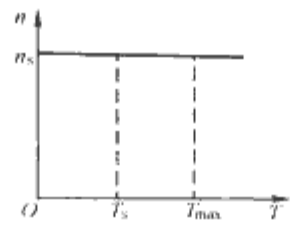


各类电动机的机械特性、主要性能见表 10.1-1。

表 10.1-1 各类电动机的机械特性、主要性能

类型	特性曲线	计算公式	符号	性能
直 流 电 动 机				
	他励电动机变电阻时 	$E = K_e \Phi n = C_e n$ $K_e = \frac{pN}{60a}$ $T = K_m \Phi I_a = C_m I_a$ $K_m = \frac{K_e}{1.03}$ $n = \frac{U - I_a(R_a + R)}{K_e \Phi}$ $= \frac{U}{K_e \Phi} - \frac{R_a + R}{K_e K_m \Phi^2} T$ $n_s = \frac{U}{K_e \Phi}$ $T_N = 9565 \frac{P_N}{n_N}$	E 为反电动势，V Φ 为磁通，Wb K_e 为电动势结构常数 K_m 为转矩结构常数 N 为电枢绕组导体总数 p 为极对数 a 为电枢绕组支路对数 I_a 为电枢电流，A U 为电枢电压，V T 为电磁转矩，N·m R_a 为电枢电阻，Ω R 为电枢回路附加电阻，Ω T_N 为额定转矩，N·m T_L 为负载转矩，N·m P_N 为额定功率，kW C_e 为电动势常数 C_m 为转矩常数	(1) 调速性能好，调速范围宽，但价格贵，需维护，不能同时做到大容量、高转速 (2) 串励电动机起动转矩大、过载能力强，特性软，适用于电力牵引机械和起重机 (3) 复励电动机起动转矩和过载能力比他励电动机大，但调速范围稍窄。其中积复励适合于起动转矩很大、负载强烈变化的应用场合
	他励电动机变电压时 			
	他励电动机变励磁时 			

续表

类型	特性曲线	计算公式	符号	性能
异步电动机	 <p>自然特性</p>			
	 <p>不同转子电阻时 ($U_1 = \text{常数}$)</p>	$P = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi$ $T = \frac{m_1}{\omega_1} \cdot \frac{U_1^2 r_2 s}{(r_1 s + r_2')^2 + s^2 x_k^2}$ $s_m = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}}$ $x_k = x_1 + x_2'$ $T_m = \frac{m U_1^2}{2 \omega_s (\sqrt{r_1^2 + x_k^2} - r_1)}$ $s_m = s_N (\lambda_T + \sqrt{\lambda_T^2 - 1})$ $\lambda_T = \frac{T_m}{T_N}$	P 为电磁功率, kW m_1 为相数 U_1 为定子相电压, V I_1 为定子相电流, A φ 为电压 U_1 、电流 I_1 间相位差 T 为电磁转矩, N·m r_1 为定子相电阻, Ω r_2' 为折算至定子侧的转子相电阻, Ω x_1 为定子电抗, Ω x_2' 为折算至定子侧的转子电抗, Ω x_k 为短路电抗, Ω s 为转差率 s_N 为额定转差率 s_m 为临界转差率 λ_T 为转矩过载倍数 T_N 为额定转矩, N·m T_m 为最大转矩, N·m T_Q 为起动转矩, N·m ω 为角速度, rad/s ω_s 为同步角速度, rad/s n_s 为同步转速, r/min f_1 为供电频率, Hz p 为极对数 q 为系数	(1) 笼型电动机。结构简单、牢固可靠、免维护、价格低、特性硬,工业界广泛采用,一般不调速。调速时可采用变频或变极对数调速;小功率大转子电阻(高转差)电动机还可采用调压调速 (2) 绕线转子电动机。有集电环、电刷,结构复杂、价格高,需维护,但串电阻后起动特性好,且可进行小范围调速。调速控制可在定、转子任一侧实施,故方式多、灵活,多用于电网容量小、起动次数多的电力传动应用场合
	 <p>不同定子电压 ($r_2 = \text{常数}$) 时</p>	$T_Q = \frac{m_1}{\omega_s} \frac{U_1^2 r_2'}{(r_1 + r_2')^2 + x_k^2}$ $s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$ $\omega_s = \frac{2\pi n_s}{60}$ $n_s = \frac{60 f_1}{p}$ $T = \frac{2 T_m (1 + q)}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2q}$ $q = \frac{r_1}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}}$		
	 <p>各种运行状态</p>			
	 <p>不同极对数</p>			
	 <p>不同供电频率 ($U_1 / f_1 = \text{常数}$)</p>			
同步电动机		$n_s = \frac{60 f}{p}$ $T_s = \frac{9.56 m_1 U_1 E_b}{n_s x_s} \sin \theta$ $T_{\max} = \frac{9.56 m_1 U_1 E_b}{n_s x_s}$	E_b 为空载相电势, V θ 为电势与电压间相角差(功角) T_s 为同步转矩, N·m x_s 为同步电抗, Ω	(1) 转速恒定为同步速, 功率因数高 (2) 根据励磁方式分电励磁式、永磁式和磁阻式 (3) 只能采用变频调速, 可区分为他励式与自控式两类变频调速方式

续表

类型	特性曲线	计算公式	符号	性能
永磁无刷直流电动机		$T_u = K_T I$ $K_T = CK'_T$ $K'_T = 0.827NLB_MR_\delta$ $E_a = K_\phi n$ $K_\phi = CK'_\phi$ $K'_\phi = 0.827NLB_MR_\delta 2\pi/60$ $C = \sqrt{3} \text{——三相桥式主电路两两通电方式}$ $C = 1.5 \text{——三相桥式主电路三三通电方式}$ $n = \frac{U_S - \Delta U_T}{K_\phi} - \frac{R}{K_\phi K_T} T_u$	T_u 为电磁转矩, $N \cdot m$ I 为电枢电流, A N 为电枢绕组导体总数 L 为电枢绕组每匝直线部分长度, m B_M 为气隙磁密, T R_δ 为转子半径, m U_S 为电源电压, V ΔU_T 为管压降, V E_a 为电枢电动势, V K_ϕ 为电动势系数, $V \cdot \text{min}/r$ K_T 为转矩系数, $N \cdot m/A$	(1) 具有永磁直流电动机一样良好的机械特性和调速特性, 但无电刷和换向器及由此引起的缺陷 (2) 可以做成多相结构 (6、12、18 相等) 以实现大容量化 (3) 运行机理实质是自控式永磁同步电机变频调速系统
开关磁阻电动机		$T_{av} = m \frac{U_s^2}{\omega_r} \frac{(a_2 - \theta_1)}{\theta_r} \times \left[\frac{\theta_1 - a_1}{L_{min}} - \frac{1}{2} \frac{(a_2 - \theta_1)}{(L_{max} - L_{min})} \right]$ $P = m \frac{U_s^2}{\omega_r} \cdot \frac{(a_2 - \theta_1)}{\theta_r} \times \left[\frac{\theta_1 - a_1}{L_{min}} \times \frac{1}{2} \frac{(a_2 - \theta_1)}{(L_{max} - L_{min})} \right]$	U_s 为绕组相电压, V m 为绕组相数 ω_r 为转速, r/min L_{max} 、 L_{min} 分别为相绕组电感最大、最小值, H a_1 、 a_2 分别为开通角与关断角, $(^\circ)$ θ_1 为相电感上升段起始角, $(^\circ)$ T_{av} 为电磁转矩平均值, $N \cdot m$ P 为输出轴功率, kW	(1) 结构简单、造价低; 起动转矩大, 适合于高速驱动; 损耗小, 可在较宽速度范围内高效率运行 (2) 适应性强, 可通过对电流导通、关断 (APC 方式) 和电流幅值 (CCC 方式) 等, 适应恒转矩、恒功率驱动 (3) 振动、噪声及转速波动较大

1.2 电源装置

- (1) 母线供电装置。由交流或直流电源通过开关电器构成供电系统 (母线)。
- (2) 机组变流装置。由旋转式交、直流发电机和变频发电机等机电能量转换装置构成的供电电源。目前这种旋转变流装置已较少使用, 由电力电子静止变流装置代替。
- (3) 电力电子变流装置。电力电子变流装置可分为:
- 1) 整流器。采用交一直变换, 提供直流电压。
 - 2) 交流调压器。采用交—交变换, 提供恒频、大小可调的交流电压。
 - 3) 变频器。提供变频交流电压, 分为交—直—交 (间接) 变频器和交—交 (直接) 变频器。
 - 4) 斩波器。采用直一直变换, 提供大小可调的直流电压。
- 电力传动中的变流装置多为这些典型变流器的组合。

1.3 控制系统

- (1) 逻辑控制。采用电气控制装置实现对电动机起、停, 正、反转及有级变速的运行控制。控制信号来自主令电器或可编程逻辑控制器。

(2) 连续控制 (速度调节)。与变流装置配合, 根据运行需要连续改变电动机转速, 这是电力传动控制的主要任务。

- 1) 按控制原则可分为开环控制、闭环控制及复合控制。
- 2) 按控制信号处理方式可分为模拟控制、数字控制及模拟/数字混合控制。
- 3) 按所用电动机类型可分为直流电力传动和交流电力传动。随着电力电子技术、电动机控制技术和微机控制技术的发展, 目前交流电力传动已逐步取代直流电力传动, 成为电力传动中的主流技术。

1.4 电力电子与电力传动

电力电子技术是应用于电力领域中的电子技术, 它采用电力电子器件进行电能的变换与控制。变换的内容包括电能形态与参数, 即交流与直流、幅值、频率、相位、相数、波形等, 故这种电能的变换技术称变流技术。

变流技术通常分为四大类, 即交流变直流 (AC-DC, 称整流)、直流变交流 (DC-AC, 称逆变)、直流变直流 (DC-DC, 称斩波或直流脉宽调制) 和交流变交流 (AC-AC, 称交交变频或交流调压), 如表 10.1-2 所例。这样, 电力电子变流装置可给负载提供各种不同幅值的直流电

源、恒频变幅值的交流电源和变频、变幅值甚至变相数的交流电源。

表 10.1-2 变 流 种 类

输出 \ 输入	交流	直流
直流	整流	斩波
交流	变频/调压	逆变

电力传动是一门研究交、直流电动机实现速度调节、特性改造、运行节能的电气工程技术。它的有效实施主要是通过给交、直流电动机提供相应的优质电源、高性能的控制策略和有效的控制系统，其中优质的供电电源是电力传动控制实现的关键，是电力电子技术在电力传动中的主要体现。电力传动与电力电子变流技术的进步关系极其密切，可以说，一代新型电力电子器件的出现，推进了一种或数种新型变流方式的形成；新型变流方式的成熟又推动了一类新型电力传动方案的实现。因此，电力电子技术（包括功率电子器件与变流技术）是推动电力传动技术进步的重要物质基础。

直流电动机调速控制主要采用电枢调压调速方式，在交流电源供电条件下主要是采用相控调压的可控整流器，或者是不控整流器加直流斩波调压方式，以提高交一直变换的输入功率因数。在直流电源供电条件下则主要采用斩波调压（直流脉宽调制）方式实现调速。

交流电动机调速方式分转差功率消耗型和转差功率不变型两大类。由于转差功率只存在于异步电动机，故变转差的转差功率消耗型调速是异步电动机特有的一种调速方式。具体方案有：

(1) 异步电动机调压调速。大多采用双向晶闸管构成固态交流调压器实现调压调速，相同装置还可构成异步电动机恒流软起动器。

(2) 绕线转子异步电动机串级调速。晶闸管型亚同步串级调速系统是在绕线转子异步电动机转子侧接入由不控整流器—有源逆变器构成的变流装置，实现同步速以下的调速，如果将其中的不控整流器改为可控整流器，则可在同步速上、下实现四象限运行，称双馈调速系统。

(3) 电磁转差离合器。这是一种接在异步电动机与机械负载轴间的附加调速装置，由采用晶闸管整流的直流励磁磁极和实心电枢构成，改变直流励磁电流大小可实现负载转速的变化。若将电磁转差离合器与异步电动机在机械上做成一体，则称为电磁调速电动机。

转差功率不变型调速主要指变同步速调速，这是一种高效调速方式，适用于各类交流电动机（同步电动机、异步电动机）。变同步速调速的最主要方法是变频调速，所用变频装置有交—直—交变频和交—交变频两种变流方式，前者多用于中、小容量调速系统，变频装置有较好的输入、输出特性；后者多用于大容量、低速电力传动。变频调速是电力传动中最重要、最主流的调速方式。

对于笼型异步电动机而言，还可以采用变极对数方式实现变同步速调速，并配合调压调速或电磁转差离合器实现不同极对数（不同同步速）下的速度连续调节。

因此，电力传动主要是通过对交、直流电动机供电电源的控制来实现其速度调节、特性改造和运行节能，而电源技术所依赖的变流技术是电力电子技术的核心之一，所以电力电子技术与电力传动有着极其密切的关系。

2 电力传动的发展

电能是一种生产、变换、传输、使用和控制均为高效、方便的能源形式，因而在国民经济建设、人民生活中获得了广泛的应用。电能的生产和利用更涉及机械与电两种能量形态之间的变换与控制、能源的利用和节约，电力传动就是一门服务于这个目的电工技术分支。通过长时间的发展，已逐渐形成一门以电动机为机械本体，集电子技术（电力电子技术、微电子技术）、信息技术（微机控制技术、网络技术）与工作机械于一体的机电一体化技术。因此，现代电力传动控制已摆脱了以电磁感应现象为基础、电器控制为手段的传统概念，发展成了一门新型的称之为运动控制的新学科。

2.1 电力传动的发展过程

电力传动主要实现电动机的速度调节和特性控制，以满足生产过程和生产工艺的要求，并实现运行节能。它的发展与电力电子技术的进步紧密相关。

按照所用电动机类型的不同，电力传动大体分为直流电动机传动和交流电动机传动两大类，目前正迅速完成由直流传动向交流传动的过渡，且交流传动已成为电力传动的主流形式。

2.1.1 直流电力传动

由于直流电动机中产生电磁转矩的电枢电流和励磁磁通之间没有耦合，可分别控制，从而能获得良好的速度调节、转矩控制特性和快速的动态响应。特别是 20 世纪 50 年代中晶闸管的出现，开创了采用电力电子技术实现变流的新时代，使直流传动从电动—发电机组供电形式进步到晶闸管可控整流器供电形式，加上线性集成电路、运算放大器的应用，直流传动系统的静、动态性能得到了很大提高，是 20 世纪 70 年代之前电力传动的主流形式。

但直流电动机需要设置机械换向器和电刷，使直流传动存在固有的结构性缺陷，如需经常维护、运行可靠性差；换向火花限制了使用场合，换向问题限制了直流电动机同时高速和大容量化，其极限容量与转速乘积被限制在 $10^6 \text{ kW} \cdot \text{r/min}$ 之内，远不能适应现代工业所需的高速、大容量电力传动需要。随着第一只晶闸管的面世，特别是 20 世纪 70 年代中期世界能源危机的出现，交流调速传动技术开始迅猛发展并逐渐走向成熟。交流传动全面取代直流传动是电力传动发展的必然趋势。

2.1.2 交流电力传动

交流电动机结构简单、价格低廉，运行可靠、无需维护、无使用环境问题，其极限容量与转速乘积高达 $(400 \sim 600) \times 10^6 \text{ kW} \cdot \text{r/min}$ ，因而被广泛应用于工业之中。但交流电动机调速、控制困难，这是由于同步电动机气隙磁场由电枢电流和励磁电流共同产生，其磁通值不仅决定于两电流的大小，还与工作状态有关。异步电动机电枢与励磁功能在同一绕组内实现，使两者存在强烈耦合，不能简单地通过控制电枢电压或电流来准确控制气隙磁通，进而控制电磁转矩，因而不能获得优良的调速传动性能。因此，交流传动的高性能化是通过电力电子技术、微机数字控制技术和现代控制理论等手段达到交流电动机的解耦控制而实现的。交流传动的发展过程正是这些关键技术进步的结果。

(1) 20 世纪 60 年代初，中小型异步电动机多采用晶闸管调压调速，或采用晶闸管可控整流的电磁转差离合器；在中、大容量绕线转子异步电机中，多采用晶闸管串级调速装置，并广泛应用于风机、水泵的调速节能改造。至于变频调

速,由于晶闸管没有自关断能力,由它构成的逆变器需要有附加的换流措施。对于过励同步电动机,可以利用电动机反电动势实现负载换流,构成自控式同步电动机变频调速系统(无换向器电动机),在20世纪70年代得到了迅速推广,最大单机容量已达到 $1 \times 10^5 \text{ kW}$,并被用于特大型同步电动机的起动。由于异步电动机输入电流总是滞后于端电压,无法利用电动机反电动势实现逆变器晶闸管的自然换流,须采用电容强迫换流方式,使调速系统电路结构复杂。这一阶段较多地发展了供单台异步电动机变频调速的串联二极管式电流源型逆变器,供多台异步电动机协同调速的串联电感式及带辅助换流晶闸管式电压源型逆变器,还有利用电网电压实现自然换流、适合于低速大容量调速传动的交—交变频器。由于晶闸管开关频率太低,这些逆变器输出电流或电压波形通常是矩形波、阶梯波或正弦波拼块,除基波外含有大量谐波,特别是低次谐波,对电动机性能、电网供电质量产生严重的负面影响,如引起损耗、发热、效率及功率因数下降、转矩脉动、振动噪声和电力谐波污染电网等。为了优化逆变器输出性能,必须提高器件开关频率,发展功率电子器件成为关键。

(2) 20世纪50年代出现的晶闸管只是一种半控器件,开关频率低但通态压降小,可以做成高压大容量,因而在大功率($\geq 1\text{ MW}$)、高电压($\geq 10\text{ kV}$)的交流调速传动中仍有不可替代的地位。20世纪70年代后,各种具有关断能力的高频自关断器件得到了发展,主要有电流控制型的大功率晶体管GTR、门极可关断晶闸管GTO及电压控制型的功率MOS场效应晶体管Power MOSFET、绝缘栅双极型晶体管IGBT、MOS控制晶闸管MCT等。这些器件的开关频率、电压电流容量均已达到相当高的水平,在产品中获得了广泛应用。20世纪80年代后又出现了新一代电力电子器件——功率集成电路PIC,它集成了功率开关器件、驱动电路、保护电路、接口电路于一体,发展成智能化的电力电子模块器件,如目前交流电力传动中广泛使用的智能功率模块IPM。由于PIC简化了接线,减小了体积,方便了使用,提高了可靠性,因而成为电力电子器件的发展方向。

(3) 随着高频自关断器件的应用,进一步推动了交流传动所需变流技术的发展,主要是脉宽调制(PWM)技术的成熟和应用。脉宽按正弦规律变化的SPWM技术显著地改善了逆变器的输出特性,使输出电压中低次谐波被消除,电动机运行中转矩脉动大为减小,动态响应加快,目前已在中、小型交流传动系统中得到广泛应用;采用SPWM技术的整流器有效改善了变流装置的输入特性,使交流输入电流为正弦并与电网电压同相位(单位输入功率因数)。这样,由PWM整流和PWM逆变构成的功率双向流动的双PWM型交—直—交变频器应是当前中、小型交流调速传动中的最优电源方案。

脉宽调制技术的进步对交流传动的发展起了重要的促进作用,已有不少PWM方法在交流传动中得到使用,如电压空间矢量PWM(SVPWM)、指定谐波消去法PWM(PHEPWM)等。

(4) 由于交流电动机定、转子绕组间的紧密耦合,形成了一个复杂的非线性控制系统,其电磁转矩与电流不成正比,瞬时转矩控制困难,导致交流传动系统的动态性能不如直流传动系统优良,交流电动机的解耦控制成为高性能交流传动技术的核心。1973年德国学者提出了矢量变换控制,它以坐标变换理论为基础,将交流电动机三相定子电流(矢量)经坐标旋转变换分解成磁化电流分量和与之垂直的转矩

电流分量,再通过控制定子电流矢量在旋转坐标系中的位置和大小,达到对两个分量的分别控制,也就实现了对磁场和转矩的解耦控制,获得了如同直流电动机那样优良的调速性能和动态特性。

矢量控制的应用开创了交流传动取代直流传动的时代,随后又出现了其他高性能控制方法,如直接转矩控制、标量解耦控制等。1985年提出的直接转矩控制采用电压空间矢量方法在定子坐标系内进行磁通、转矩的计算,通过两位型调节器进行磁链和转矩的直接自控制。由于其无需进行定子电流解耦的复杂旋转坐标变换和电流的PI调节,系统控制更为简单、直接、快速,转矩动态调节性能更为优越,目前已受到了广泛的关注和推广应用。

2.2 电力传动的发展趋势

现代电力传动控制是一门集电动机运行理论、电力电子技术、自动控制理论和微机控制技术于一体的机电一体化技术,随着这些相关技术的飞速进步,电力传动控制技术目前正日新月异地不断发展,其主要动向表现在以下几个方面。

2.2.1 变流装置

随着一代代新器件的不断涌现,电力传动系统中电源(变流)装置正朝高电压、大容量、高频化、高效化、高功率密度化方向发展,适合中电压($\geq 10\text{ kV}$)、大容量($\geq 10\text{ MW}$)的高性能变频器已得到了工业应用。变流中所用PWM技术得到了优化和推广。除了使变频器获得优良的输出特性外,PWM整流技术更使变频器获得了良好的输入特性,可实现功率双向流动的双PWM变频器、单位功率因数变流器已是电力传动中电源装置的技术方案。此外,大功率变频器中如何在提高开关频率的同时降低开关损耗是变频器高频化的关键。近年来已研究出使功率器件在零电压下开通、零电流下关断的谐振软开关技术,使开关损耗接近为零,大大提高了变流装置运行效率。

2.2.2 控制策略

交流电动机是一个多变量、强耦合、时变的非线性系统,转矩动态控制困难是交流电力传动不如直流电力传动的主要原因。20世纪70年代提出的矢量变换控制开创了交流电动机高性能控制的新时代;80年代中期又提出了直接转矩控制,进一步简化了控制系统和提高了动态控制性能,目前正在工业应用中推广。

电力传动闭环控制中常需检测转子速度和磁极空间位置,采用机械式传感器常带来安装、维护、环境适应性、可靠性等诸多问题,因此上世纪70年代开始了无速度传感器控制技术的研究。通过电动机定子电压、电流等易测量和电动机模型进行速度估算,并结合模型参考自适应方法进行速度辨识,采用卡尔曼滤波器理论进行电动机参数辨识,以提高速度估算的精度。目前已有采用无速度传感器控制技术的商品变频器。

2.2.3 智能控制理论的应用

基于现代控制理论的滑模变结构控制、采用微分几何理论的非线性解耦控制、模型参考自适应控制均已引入电力传动控制中。但这些方法建立在对象精确数学模型基础上,仍无法摆脱系统非线性和参数时变的影响。由于智能控制无需对象的精确数学模型并具有较强鲁棒性,近年已被陆续引入电力传动控制之中,如模糊控制、人工神经网络控制、专家系统等,使电力传动朝智能化控制方向发展。

2.2.4 全数字化控制

电力传动的高性能控制通常要采用坐标变换、矢量运算

等复杂控制算法来实现,因此采用微机的数字控制必不可少。随着微机运算速度的提高,储存器的大容量化,可编程逻辑器件的出现,全数字控制已是电力传动控制中的主流方式。目前除各类单片控制器外,数字信号处理器(DSP)已在电动机控制中展现越来越大的优势,形成了电动机控制专用系列。

为了解决控制器的小型化,出现了高级专用集成电路 ASIC,有包含变压变频用 SPWM 序列波发生器,甚至有包含完整控制系统的 ASIC 面市。此外可供用户自己开发的可编程数字逻辑芯片,如现场可编程门阵列 FPGA 或复杂可编程逻辑器件 CPLD,它们可用来实现非常复杂的逻辑运算且有极强灵活性。现在,采用 DSP+FPGA+IPM(智能功率模块)已构成全数字化电力传动系统先进的硬件格局。

3 电力传动中的电力电子技术

3.1 典型生产机械中的电力传动方案

电力传动方案的选择与所拖动负载类型、所选用电动机类型及工作制式紧密相关。

3.1.1 负载类型

生产设备的负载转矩 T_L 随转速 n 变化的特性决定了负载的类型。通常有三种典型的负载,其负载特性如图 10.1-1 所示。

(1) 恒转矩负载。任何转速下,负载转矩 T_L 总保持恒定或大致恒定。其中一种负载呈反抗性, T_L 极性随转速方向改变而改变,如图 10.1-1 (a) 所示,工业机械中轧机、造纸机、机床属此类型。另一种负载呈位能性, T_L 极性不随转速方向改变而改变,如图 10.1-1 (b) 所示,电梯、提升机、起重机属此类型。

(2) 风机、泵类负载。风机、泵中流体介质对叶片的阻力(矩)在给定速度范围内与转速的二次方成正比,如图 10.1-1 (c) 所示, T_{L0} 为机械传动部分的摩擦阻力矩。

(3) 恒功率负载。负载转矩 T_L 在一定速度范围内与转速成反比,使负载功率保持恒定,如图 10.1-1 (d) 所示。

电动车辆属此类典型负载。

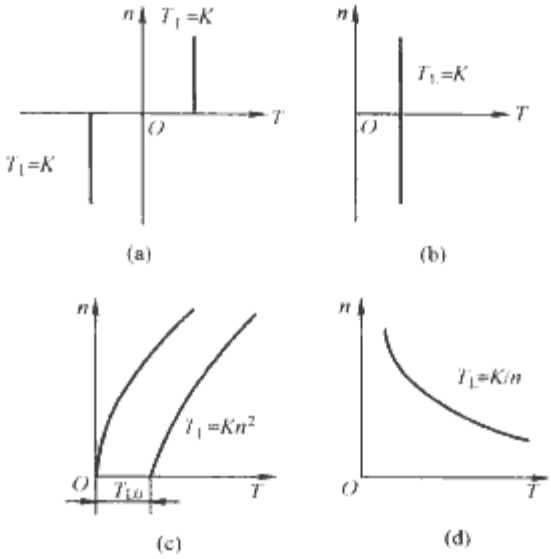


图 10.1-1 负载特性

(a) 反阻性恒转矩; (b) 位能性恒转矩;
(c) 风机、泵类负载; (d) 恒功率负载

3.1.2 电力传动用电动机

(1) 电动机选用原则。应全面考虑使用条件、运行环境、技术经济指标。

1) 考虑供电电网质量,如允许电压波动范围、电网功率因数等因素。

2) 与生产机械要求的起、制动特性,调速性能及控制特性等传动特性相匹配。

3) 电动机功率以满足负载需要为原则,不宜过大以免加大轻载时损耗、降低运行效率和功率因数,引起启动冲击。

4) 根据生产机械的工作环境和允许温升确定合适的通风方式、结构型式、防护等级和安装方式。自冷式电动机不宜长期在低速下运行,应增设外部通风设备以免过热。

5) 根据传动特性选择。电力传动用电动机类型应与负载所需传动特性相区配,如表 10.1-3 所列。

表 10.1-3 各类电动机适用的传动特性

电动机类型		适用的传动特性	传动机械举例
直流电动机	他励	对宽调速及起、制动等动态特性有要求时	轧机、造纸机、卷扬机、电梯、机床、纺织机械
	复励	负载变化大并需宽调速	提升机、电梯、剪断机
	串励	1) 起、制动频繁,要求大起动转矩 2) 恒功率负载	起重机、车辆电驱动、机车电牵引
笼型异步电动机	普通型	1) 无需调速 2) 采用变频器、加接电磁转差离合器等调速方式可获得较好调速特性和节能效果	风机、泵、普通机床、起动机、传送机械
	深槽型 双笼型	起动时静态负载转矩或飞轮转矩大,电动机需有较大起动转矩	压缩机、粉碎机、球磨机
	高转差型	1) 长时间工作在周期性负载下,要求利用飞轮储能 2) 采用交流调压实现调速	1) 锤击机、冲击机、轧机、压缩机、绞车、电梯 2) 风机、泵
	变极型	1) 只需有级调速 2) 配合交流调压调速、电磁转差离合器,实现大范围有级、小范围无级调速	风机、纺织机械、印染机、木工机床等
绕线转子异步电动机		1) 负载要求大起动转矩,起动频繁而电网容量小 2) 采用转子绕组串电阻、串级、双馈等方式实现变转差调速	1) 输送机、压缩机、起动机、提升机、轧机、带飞轮的机组 2) 风机、泵
同步电动机		1) 要求转速严格恒定 2) 需对电网实现无功(功率因数)补偿	轧机、风机、泵、压缩机、电动—发电机组
永磁无刷直流电动机		1) 对宽调速及起、制动等动、静态特性有要求 2) 需无接触式电动机结构	风机、车辆电驱动、船舶电驱动、汽车电器、计算机外设、家电
开关磁阻电动机		1) 要求高起动转矩、宽调速范围及高效传动的负载 2) 恒功率特性负载	输送机、提升机、卷扬机、车辆电驱动、机车电牵引

- (2) 电动机功率选择。
- 1) 连续工作制电动机功率选择：
- ①根据负载转矩和转速，计算负载功率（kW）

$$P_L = \frac{T_L n_N}{9550}$$

式中：T_L 为折算到电动机轴上的负载转矩，N·m；n_N 为电动机额定转速，r/min；若负载转矩恒定又需从基速向上调速，P_L 应按最高转速计算。

- ②选择电动机额定功率 P_N≥P_L。
- ③笼型异步电动机或同步电动机用于带较大飞轮转矩或有较大静阻转矩的负载启动时，选择额定功率 P_N 后还需校验最小启动转矩 T_{stmin}（N·m）和允许最大飞轮转矩 GD_{2m}²（N·m²）

$$T_{stmin} > T_{Lmax} \frac{K_S}{K_U^2}$$

式中：T_{Lmax} 为启动中可能的最大负载转矩，N·m；K_S=1.15~1.25 为保证启动时有足够加速度的转矩系数；K_U=0.85 为电压波动系数（启动时机端电压与额定电压之比）。

$$GD_{2m}^2 = GD_0^2 \left(\frac{1 - T_{Lmax} K_U^2}{T_{stavg}} \right) - GD_M^2 \geq GD_{mec}^2$$

式中：GD_{mec}² 为折算至电动机轴上的传动机械最大飞轮转矩，N·m²；GD₀² 为整个电气传动系统允许的最大飞轮转矩，N·m²；GD_M² 为电动机转子的飞轮转矩，N·m²；T_{stavg} 为交流电动机平均启动转矩，N·m，参见表 10.1-4。

表 10.1-4 交流电动机平均启动转矩 T_{stavg}

电动机类型		T _{stavg}	说明
同步电动机	T _{st} >T _{st0} 时	$\frac{1}{2} (T_{st} + T_{st0})$	T _{st0} 为静止时(s=1)启动转矩； T _{st} 为牵入转矩(同步电动机)； T _m 为最大转矩(异步电动机)
	T _{st} ≤T _{st0} 时	(1.0~1.1) T _{st0}	
笼型异步电动机		(0.45~0.5)(T _{st} +T _m)	

- 2) 短时工作制电动机功率的选择。
- a. 短时工作的生产机械应选用短时定额电动机。
- b. 若工作周期远小于电动机的发热时间常数，且停机时间长到足以使电动机完全冷却至环境温度，其额定功率 P_N（kW）还可按过载能力来选择，直流电动机的过载能力参见表 10.1-5。
- c. 对于异步电动机

$$P_N \geq P_{Lmax} / 0.75\lambda$$

式中：P_{Lmax} 为短时负载功率的最大值，kW；λ 为电动机的转矩过载倍数，参见表 10.1-6。

表 10.1-5 直流电动机的过载能力

电动机类型		工作条件	允许的过载		切断过载电流倍数
			电流倍数	时间 (s)	
一般用途中小型电动机(Z2 系列)		基速及以下	1.5	120	
起重、冶金用电动机(ZZ、ZZY 系列)	并励		2.5	60	2.8
	复励		2.7		3.0
中型无补偿变速电动机(ZD 系列)			1.5	60	

表 10.1-6 交流电动机的转矩过载倍数 λ

电动机类型		工作制	λ=T _{Mmax} /T _N
笼型异步电动机		一般用途，连续工作制	≥1.6
		高启动转矩型，连续工作制	≥2.0
		起重、冶金型	≤10kW
			>10kW

续表

电动机类型	工作制		λ=T _{Mmax} /T _N
笼型异步电动机	一般用途，连续工作制		≥1.8
	起重、冶金型	≤10kW	≥2.5
		>10kW	≥2.8
同步电动机	cosφ=0.8（超前）		≥1.65
	强励时		3~3.5

3.1.3 典型生产机械适用的电力传动方案

电气传动用电源装置和控制系统紧密相关，可以按生产机械的典型工艺要求选择合适的电力传动方案，如表 10.1-7 所示。

3.2 电力传动中的主要变流技术

表 10.1-2 中从电力电子技术的角度给出了典型的变流种类，但电力传动中应用的变流技术则多是这些变流方式的组合，见表 10.1-8。

表 10.1-7 典型生产机械适用的电力传动方案

生产机械类型	特 点	电力传动方案
风机与泵类	(1) 长期工作制，运行无冲击，启动容易 (2) 采用调速调流量，有重大节能效果	(1) 不调速时，一般采用母线供电、电气控制 (2) 一般调速范围不宽时，可采用： 1) 变极调速：简单、经济，但有级调速 2) 串级调速：变流装置容量小，但需采用绕线转子异步电动机，且功率因数低，有电力谐波污染问题 3) 双馈调速：可克服串级调速缺点，且变流装置容量可进一步减小，但系统与控制复杂，成本高 4) 变频调速：可使用笼型异步电动机、同步电动机，调速性能好但成本高。具体方案有 PWM 电压型交—直—交变频、晶闸管电流型交—直—交变频、交—交直接变频和无换向器电动机方案 5) 特大型（几万 kW）风机、泵采用同步电动机拖动作不调速运行，但采用无换向器电动机方式作变频启动 6) 永磁无刷直流电动机
球磨机类	(1) 恒转矩负载，负载平稳 (2) 低转速（常带减速机构）、不调速 (3) 启动困难	(1) 母线供电、电器控制 (2) 交—交变频器—交流电动机直接传动（取消减速机构）
提升机械类	(1) 位能类负载机械（电梯、启动设备、卷扬机等），提升重物时电机作电动运行，下放重物时电机作制动运行 (2) 调速范围宽，满足爬行和准确停车需要 (3) 需要良好速度跟随性，对速度变化率有限制 (4) 有零负载工作能力，即平衡转矩等于负载转矩时，电动机在零转矩附近交替地在电动—再生状态间频繁切换，要求过渡平滑、可靠	(1) 可逆直流调速系统或可逆交—直—交变频调速系统 (2) 中小型卷扬机用绕线转子异步电动机转子串电阻调速或转子串电阻斩波调速方案 (3) 高速电梯、中大型卷扬机直流调速为主 (4) 大型卷扬机采用交—交变频器直接低速传动 (5) 电梯采用交流电动机调压调速和 PWM 变频调速

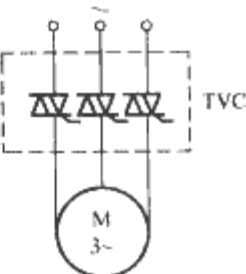
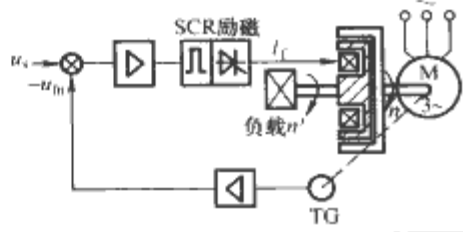
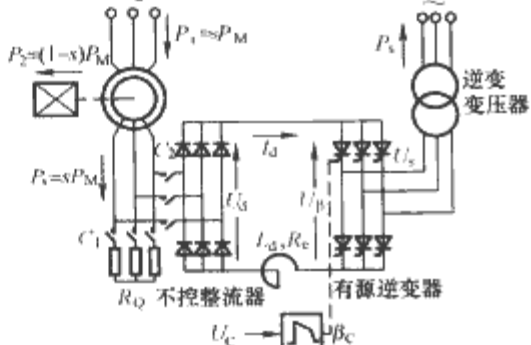
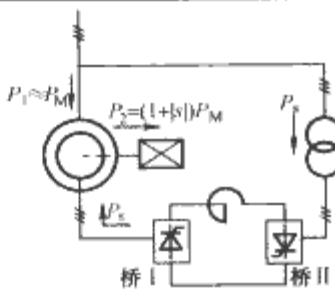
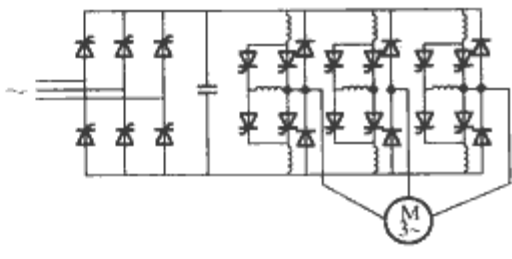
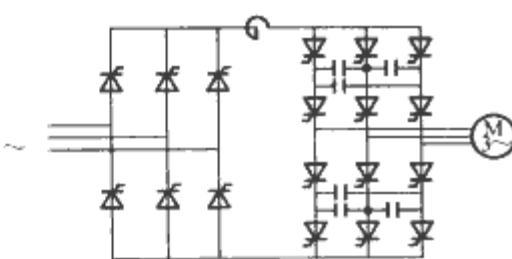
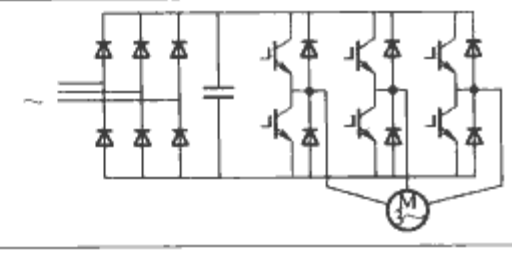
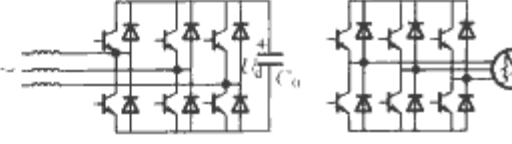
续表		
生产机械类型	特 点	电力传动方案
张力控制类	(1) 位能类负载机械(卷取机、开卷机、压延机、张力辊等)的恒张力控制 (2) 控制目标为转矩而非转速,电气传动系统工作于机械特性下垂段(堵转区)	(1) 不可逆直流调速系统 (2) 中、小功率可用电磁转差离合器、交—直—交 PWM 变频调速 (3) 小功率张力群控系统采用交流调压调速 (4) 高性能张力控制系统需采用矢量控制变频调速
宽调速类	(1) 调速范围宽, $D = n_{\max}/n_{\min} = 100 \sim 1000$ 以上 (2) 转速变化率小 (3) 功率较小	(1) 直流脉宽(斩波)调速,交—直—交 PWM 调速 (2) 交流调速中须采用矢量控制变频调速 (3) 极低速应采用锁相技术稳速
高速类	(1) 转速特高(3000r/min 以上至几十万转/分钟) (2) 不宜用升速齿轮,应用特殊高速电动机直接驱动	(1) 交流变频调速 (2) 大容量采用无换向器电动机方式 (3) 必要时实施弱磁控制 (4) 开关磁阻电动机系统
车辆电驱动类	(1) 起动转矩大 (2) 调速范围宽 (3) 高速应作恒功率弱磁控制 (4) 需有正/反转、电动/制动功能	(1) 可逆直流调速系统 (2) 永磁无刷直流电动机 (3) PWM 变频器供电异步电动机、永磁同步电动机可逆调速系统 (4) 开关磁阻电动机系统 (5) 需实施矢量控制及恒功率弱磁控制

续表		
生产机械类型	特 点	电力传动方案
快速正反转类	(1) 重复短期工作制负载(可逆轧机、龙门刨),频繁起制动、加减速、正反转 (2) 较大调速范围, $D = n_{\max}/n_{\min} = 10 \sim 20$ (3) 可快速堵转,限制过大负载转矩对机械、电气系统的破坏 (4) 四象限运行机械特性	(1) 可逆直流调速系统 (2) 交—交变频调速系统 (3) 电流型交—直—交变频调速系统 (4) 双 PWM (PWM 整流—PWM 逆变) 电压型交—直—交变频调速系统 (5) 各类交流调速方案须采用矢量控制技术
伺服类	(1) 机械的位置(或转角)、速度跟随给定量变化(如火炮自动瞄准、雷达天线跟踪、数控机床工作台或刀具定位) (2) 快速响应,精确跟随(位置、速度、加速度误差小) (3) 功率小,机械特性四象限运行	(1) 电压型 PWM 变频器驱动永磁同步电动机 (2) 永磁无刷直流电动机(有低速转矩脉动问题) (3) 矢量控制异步电动机变频调速系统 (4) 可逆直流脉宽调制(斩波)直流电动机调速系统
多单元速度协调类	(1) 机械系统由多个单元(分部)组成,通过工件联成整体,各部分速度间须维持一定比例关系(如印染机、造纸机、连轧机) (2) 各单元速度应稳定、协调 (3) 具有良好动态调速性能	(1) 单象限或较小制动转矩的四象限运行时,可选用不可逆直流调速系统 (2) 当直流调速方案的单电枢直流电动机最高转速与功率之积超过 $10^6 \text{ kW} \cdot \text{r/min}$ 时应采用交流变频调速方案 (3) 各类交流变频调速均须采用矢量控制技术

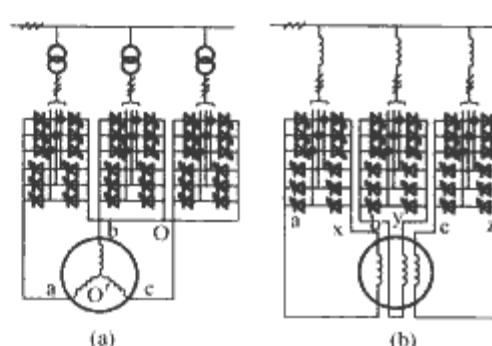
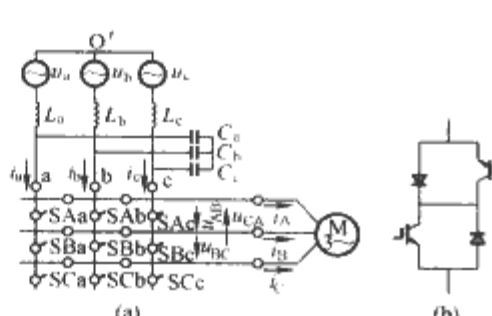
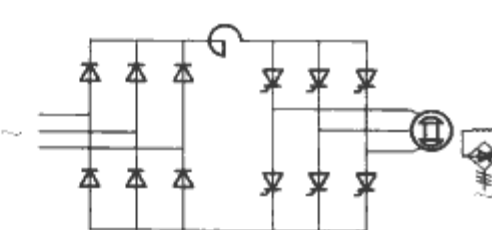
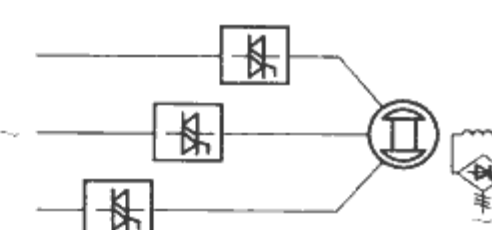
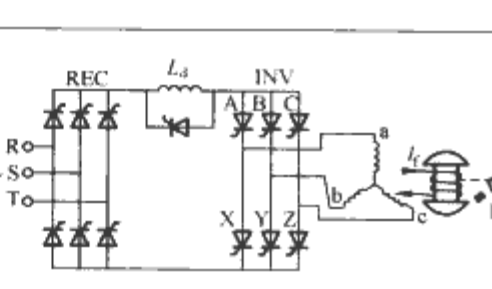
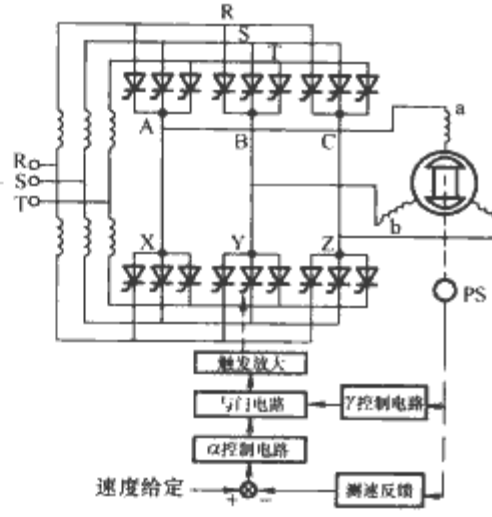
表 10.1-8 电力传动中应用的主要变流技术

电力传动类型	组合变流方式	典型变流电路	变 流 特 点
直流电动机调速	可控整流器相控调压		(1) 采用晶闸管移相触发调压 (2) 输入功率因数随移相触发角增大恶化,故低速时输入功率因数差,且对电网谐波污染严重 (3) 因存在触发死区,动态响应受影响,特别是半波整流电路 (4) 采用双桥反并联可实现四象限可逆运行
	不控整流+斩波调压		(1) 采用不控整流提高输入功率因数,减少对电网的谐波污染 (2) 采用斩波电路作直流脉宽调制,实现调压调速 (3) 电枢绕组需并联续流二极管保持电枢电流连续,消除开关过程感应过电压
	直流脉宽调压(斩波调压)		(1) 采用自关断器件实现高频斩波,获得快速动态响应 (2) 通过脉冲控制可实现四象限可逆运行 (3) 如用于交流电源需增加一级不控整流电路
	可控整流器相控励磁调节		(1) 采用晶闸管可控整流器调节励磁电流 (2) 只能进行弱磁升速控制,实现恒功率运行

续表

电力传动类型	组合变流方式	典型变流电路	变 流 特 点
异步电动机变频调速	异步电动机交流调压		(1) 采用双向晶闸管或两反并联晶闸管构成的固态交流调压器进行移相触发, 实现交流调压 (2) 需采用后沿固定、前沿可调、最大脉宽为 180° 的脉冲链触发或双窄脉冲触发 (3) 输入功率因数差, 对电网有谐波污染 (4) 同一装置可构成异步电动机用恒流软起动器
	电磁转差离合器 (电磁调速电动机)		(1) 采用晶闸管可控整流器移相触发调节励磁电流来调节负载转速 (2) 经异步电动机和转差离合器二级转差, 最高转速较低 (3) 将异步电动机与电磁转差离合器做成一体则称为电磁调速电动机
	绕线转子异步电动机串级调速		(1) 变流装置置于转子侧, 由不控整流器和有源逆变器组合而成, 使转差功率只能从电动机经直流环节反馈至电网, 调速系统只能作亚同步运行, 但属高效调速方式 (2) 变流装置容量小, 与运行速度范围直接有关 (3) 有源逆变采用移相触发, 使返回电网的转差能量富含低次谐波, 串调系统运行功率因数差
	绕线转子异步电动机双馈调速		(1) 变流装置置于转子侧, 由两可控整流电路构成, 改变两可控整流电路的移相触发角, 可使转差能量在转子与电网之间双向流动, 从而实现同步速上、下和电动、制动的四象限运行 (2) 变流装置还可采用交-交变频器
异步电动机变频调速	交一直一交电压型方波变频器		(1) 变频器由可控整流器调压、大电容滤波、方波逆变器变频方式组合变流 (2) 交一直变换采用移相触发使输入特性变差, 直一交逆变方波输出特性亦变差 (3) 不能实现四象限运行, 但可拖动多台电动机协同调速 (4) 晶闸管型逆变器必须采用电容强迫换流, 有换流能力问题
	交一直一交电流型方波变频器		(1) 变频器由可控整流器调压、大电感滤波、方波逆变器变频方式组合变流 (2) 交一直变换采用移相触发输入特性变差, 直一交逆变方波输出特性亦变差 (3) 改变两变流电路移相触发角即可方便实现四象限运行, 但无拖动多机协同调速能力 (4) 晶闸管逆变器需采用电容强迫换流, 有换流能力问题
	交一直一交电压型 PWM 变频器		(1) 交一直变换采用不控整流改善输入特性, 直一交逆变采用脉宽调制 (PWM) 改善输出特性 (2) 调压与变频在逆变环节同时完成 (3) 采用自关断器件作高频开关, 提高了谐波频率, 减少了谐波影响 (4) 脉宽调制方式有正弦波调制 SPWM、电流滞环控制 PWM、电压空间矢量调制 SVPWM
	交一直一交电压型双 PWM 变频器		(1) 采用 PWM 整流、PWM 逆变, 真正改善了输入特性和输出特性, 可实现单位功率因数输入 (2) 可实现电源与负载电动机间的功率双向流动, 有四象限运行能力 (3) 全部采用高频自关断器件

续表

电力传动类型	组合变流方式	典型变流电路	变流特点
异步电动机变频调速	交—交型变频器	 <p>(a) (b)</p>	<p>(1) 采用晶闸管元件, 可实现大容量化</p> <p>(2) 有最高输出频率限制, 一般为 $1/3 \sim 1/2$ 倍输入频率, 故适合低速、大容量可逆调速传动</p> <p>(3) 有四象限运行能力</p> <p>(4) 输出电压波形为输入电压波形的拼块, 因而有输入、输出谐波及功率因数问题, 特别是单元电路为半桥(半波整流)结构时更为严重</p>
	矩阵式交—交变频器	 <p>(a) (b)</p>	<p>(1) 采用双向自关断器件作功率开关, 在目前无商品化双向开关器件条件下可采用两单向自关断器件组合方式替代</p> <p>(2) 输入电流正弦、功率因数可调, 输出电压正弦且无最高频率限制</p> <p>(3) 有最大电压传输比限制 (≤ 0.866)</p> <p>(4) 功率可双向流动, 有四象限运行能力</p>
同步电动机变频调速	他控式交—直—交电流型变频调速系统		<p>(1) 变流主电路同异步电动机, 变频调速频率给定由外界设定(他控), 同步电动机有失步问题</p> <p>(2) 同步电动机励磁采用可控整流器相控调节</p> <p>(3) 输入、输出特性较差, 有电力谐波引起的问题</p> <p>(4) 通过可控整流及无源逆变环节的触发移向范围配合, 可实现四象限运行</p> <p>(5) 无输出频率限制</p>
	他控式交—交电压型变频调速系统	 <p>交—交变频器</p>	<p>(1) 变流电路同异步电动机交—交型变频调速, 频率由外界设定(他控), 同步电动机有失步问题</p> <p>(2) 有输出频率限制, 一般为输入频率的 $1/3 \sim 1/2$ 倍</p> <p>(3) 有四象限运行能力</p> <p>(4) 输入、输出特性与单元电路结构及输出频率有关</p>
	自控式交—直—交电流型变频调速系统(直流无换向器电动机)		<p>(1) 频率由与电动机同轴安装的转子位置检测器控制(自控), 同步电动机无失步问题, 采用可控整流器相控调压调速</p> <p>(2) 逆变器晶闸管高速时采用电动机反电动势自然换流, 同步电动机需过励磁, 电动机起动或低速时需采用断续电流法换流, 故电动机过载能力受逆变器换流能力限制</p> <p>(3) 逆变器无输出频率限制</p>
	自控式交—交电压型变频调速系统(交流无换向器电动机)		<p>(1) 交—交变频器触发信号由电源侧的移相信号和转子位置检测信号合成</p> <p>(2) 交—交变频器起动及低速时采用电网电压自然换流, 高速时采用电动机反电动势自然换流, 过载能力强</p>

续表

电力传动类型	组合变流方式	典型变流电路	变流特点
永磁无刷直流电动机	自控式永磁同步电动机变频调速系统		<ul style="list-style-type: none">(1) 功率电子开关采用自关断器件, 触发信号来自转子位置检测器, 故为自控式(2) 电动机气隙磁场为方波, 电枢电流亦为方波(3) 采用直流脉宽调制调压调速(4) 为减小转矩脉动和扩大调速系统容量, 永磁电机常设计成多相结构, 功率电子开关亦为多相形式
开关磁阻电动机			<ul style="list-style-type: none">(1) 电动机绕组采用单方向脉冲供电, 最简单功率变流器每相仅用一个功率开关和一个续流二极管, 如图 (a) 所示(2) 为利用绕组贮能以回馈给电源, 并能实施分步关断以减小电动机转矩脉动与噪声, 常采用每相两个功率开关、两个续流二极管的功率变流器电路结构, 如图 (b) 所示(3) 控制方式有恒流斩波控制 (CCC 方式)、恒功率开通角控制 (APC 方式) 和恒开、关角控制

3.3 电力传动用变流装置中的共性问题

电力传动中作为电动机供电电源的变流装置除满足各种特定调速要求外, 在变流过程还有很多共性问题值得关注。

3.3.1 输入特性

在大多数的应用场合中, 电力传动用变流装置采用三相交流输入, 因而电力传动系统的力能指标除效率外, 功率因数也十分重要。在正弦电路中, 功率因数 λ 仅由电压与电流的相位差 φ 决定, 即 $\lambda = \cos\varphi$ 。但在变流电路中, 由于谐波的存在, 功率因数应由基波电流的相移与电流波形畸变两因素共同决定, 即 $\lambda = \gamma \cos\varphi_1$, 其中 $\gamma = I_1 / I$, 即基波电流有效值与总电流有效值之比, 称畸变因数; φ_1 为基波电流与基波电压相位差, $\cos\varphi_1$ 称为位移因数。要求变流装置输入特性好, 意味着要求输入电流为正弦、基波电流与电网电压同相位。

直流电力传动中, 采用可控整流器实行相控调压调速。在移相触发控制下, 输入电流波形发生畸变, 产生大量谐波电流。基波电流与电网电压间相位差基本等于移相触发角, 低速时触发角很大, 功率因数更差。为了提高输入功率因数、改善输入特性, 可以采用不控整流器整流、斩波器作直流脉宽调制调压的变流方式, 这样可使基波电流与电网电压同相位, $\cos\varphi_1 = 1$, 此时仅有谐波电流引入的畸变因数的影响。

交流电力传动中, 方波输出变频装置一般采用可控整流器调压、无源逆变器变频的变流方式, 同样会有输入特性差的问题, 特别是在恒压频比控制下, 低频低速时输入特性很

差。为了提高输入功率因数, 减少变流器对电网的电力谐波污染, 也采用不控整流的交—直变换方式。但对交流调速系统而言带来两大缺陷: 一是直—交变换多用电容滤波的电压型逆变器, 会使输入电流波形畸变成二个尖峰状, 虽基波电流与电网电压同相位, $\cos\varphi_1 = 1$, 但存在的电流谐波使 $\gamma < 1$, 最终功率因数 λ 仍未得到改善; 二是采用不控整流器后功率只能从电网侧流向直流环节, 不能实现功率双向流动, 调速系统缺乏四象限运行能力。为此, 交—直变换可采用 PWM 整流器。

PWM 整流器是一种单位功率因数变流器, 在实现交—直变换过程中除输出平直直流电压、电流外, 可使输入交流电流正弦, 并与交流电压同相位, 或控制成任意相位, 这样可使调速系统输入特性理想化。采用 PWM 整流—PWM 逆变的变频器除有优良的输入、输出特性外, 更具有使调速系统四象限可逆运行的功率双向流动能力, 是电力传动中应用的一种性能全面优良的理想交—直—交变流装置。

3.3.2 输出特性

电力传动用变流装置须给电动机提供理想电源。对直流传动而言是平直的大小可调的直流电压, 可采用多相桥式整流电路来获得, 并辅之以良好设计的平波电抗器来改善输出电能质量。对交流传动而言则是要提供大小可调的三相变频电源。由于只能采用开关方式获得变频电源, 其输出谐波大小一直是电力传动中变流装置输出特性的主要考虑, 因为电源谐波将使电动机损耗增加, 效率降低, 产生转矩脉动, 运行性能恶化。

采用半控器件或低频开关器件的直—交逆变器输出为方

波, 含有较多的低次谐波, 输出特性差, 为减少输出电力谐波, 常采用多重化、多电平化的变流技术方案。采用半控器件的交—交变频器则需要限制输出的最高频率不高于 $1/3 \sim 1/2$ 倍的输入频率, 以限制输出电力谐波, 保证良好的输出特性。变流装置输出特性的有效改善是通过脉宽调制 (PWM) 技术实现的, 这需要使用高频的自关断器件。其中正弦脉宽调制 SPWM 可向电动机提供输出基波成分大、谐波成分小、谐波频率高的变频正弦电压; 电流跟踪控制 PWM 可向电动机绕组注入变频的正弦电流; 电压空间矢量调制 SVPWM 供电下, 交流电动机内部能形成转速、幅值可变的圆形旋转磁场, 使电动机获得最优良的运行性能。大容量交流传动系统可通过 PWM 逆变器的多重化、多电平化及单元逆变电路串、并联方式获得优良的输出特性。

3.3.3 开关器件的换流

功率开关器件的可靠换流是变流装置得以持续工作的关键。电力传动用变流装置的换流除有一般电力电子装置中的共性问题外, 还有与负载电动机有关的特殊问题值得关注, 这也影响了电力传动系统的性能。

直流电力传动中的交—直变换多采用可控整流器或不控整流器, 其晶闸管或功率二极管采用交流电网电压自然换流, 有较强的负载能力。而采用半控器件的直流斩波电路由于器件上作用的电压极性不会改变, 需要采用电容强迫关断方式换流, 影响了开关频率, 进而影响其动态响应性能。若采用自关断器件构成斩波器, 因无换流问题, 开关频率仅受器件开关损耗和最小脉宽的限制, 其调速系统动态响应速度将获得很大提高。

交流电力传动的调速方法分为变同步速调速与变转差调速, 同步速的改变主要通过变频方式来实现, 其换流问题主要发生在采用晶闸管元件的变频装置中。交—交变频器中晶闸管元件采用电网电压实现自然换流; 交—直—交变频方式直—交逆变器中晶闸管的换流是值得关注的问题, 这又与交流电动机的类型有关。异步电动机运行时需要从电网吸收落后的无功, 无力提供直—交变换逆变器晶闸管换流所需的落后无功, 因此驱动异步电动机的逆变器中, 晶闸管无法利用电动机三相交流反电动势来实现自然换流, 必须采用电容储能强迫关断方式, 如串联电感式电压源型逆变器, 串联二极管式电流源型逆变器。欠励运行的同步电动机同样不能输出感性无功电流, 逆变器晶闸管也需采用电容电压强迫换流。过励运行同步电动机可以输出感性无功来协助逆变器晶闸管实现电动机反电动势自然换流, 无需任何辅助换流电路。无换向器电动机 (自控式同步电动机变频调速系统) 中变流装置晶闸管采用的也是这种反电动势自然换流。

变转差调速方式中, 交流调压调速使用双向晶闸管构成的变流装置, 其晶闸管采用电网电压自然换流; 绕线转子异步电动机串级调速及双馈调速交—直—交变频方式中, 转子侧变流装置采用转子反电动势自然换流, 电网侧变流装置采用电网电压自然换流; 双馈调速交—交变频方式则采用电网电压自然换流。它们都有变流装置运行功率因数低和产生电力谐波污染电网的严重问题。

3.3.4 功率双向流动 (四象限运行) 能力

高性能电力传动系统一般都要求具有可逆运行能力, 即可实现正转、反转、电动、制动运行 (四象限运行), 并以此获得快速的动态响应。由于电动运行时电功率是从电源流向负载电动机, 最终转换成电动机轴上的机械功率; 制动运行时电动机轴上的机械功率转换成电功率并从负载电动机流向电源, 因此可逆运行必须实现电功率在电源与电动机之间

的双向流动。能否实现功率的双向流动与电力传动中所用变流装置类型与拓扑结构有关。

直流电力传动中若采用可控整流器作交—直变换实现供电, 则变流装置必须采用两个可控整流器反并联的拓扑结构才能实现四象限运行, 因为单一可控整流器只能提供一个方向的电枢电流, 其对一般励磁恒定的直流电动机只能产生单一方向电磁转矩、实现单一 (二象限) 的电动或制动运行。若采用自关断器件进行直流斩波调速, 在单一直流电源条件下一般须采用四管形式的 H 型桥式变流电路, 以满足功率双向流动的需要。

交流电力传动中, 交—交型变频器通过移相触发角控制便可方便地实现功率双向流动, 但交—直—交变频器的功率双向流动不仅与触发控制有关, 而且还与变流电路拓扑结构有关。方波型交—直—交变频器多采用可控整流器调压、无源逆变器变频, 若直流环节采用大电容滤波构成电压型逆变器, 一般无法实现电功率从电动机到电网的回馈, 即不具备功率双向流动能力, 只有在原有可控整流器旁再反并联另一可控整流器并使之运行在逆变状态, 才可实现能量向电网的回馈。若直流环节采用大电感滤波构成电流型逆变器, 则只需对两可控整流器移相触发角进行协调控制, 从而实现功率的双向流动。直流无换向器电动机中的变流器也属于此类。

采用脉宽调制 (PWM) 型逆变器的交—直—交变频器是否具备四象限运行能力与交—直变流电路拓扑结构有关。若采用不控整流器则无法实现电功率从直流侧向交流电源侧的回馈, 从而无功率双向流动能力; 只有采用 PWM 整流器—PWM 逆变器结构的双 PWM 变频器才真正具备功率双向流动的四象限运行能力。

永磁无刷直流电动机的功率电子开关实为直—交逆变器, 可以通过转子位置信号转换而来的触发脉冲分配控制来实现电动机的电动运行和制动运行。当作制动运行时, 功率电子开关将转子动能变换而成的电能以直流形态返回电源, 也可消耗在直流环节的制动电阻上。开关磁阻电动机的电磁转矩依靠转子凸极效应产生, 与绕组中所通电流极性无关, 故绕组可采用单向的脉冲供电, 无须交变电流, 因此功率变流器结构简单, 其电动与制动运行工况仅靠通电时刻控制, 故具有功率双向流动能力。

3.3.5 高压大容量化

由于直流电动机的换向问题限制了同时实现高速和大容量化, 远不能适应现代工业所需的大容量化电力传动的需要。交流电动机结构简单、运行可靠, 其极限容量与转速乘积高达 $(400 \sim 600) \times 10^6 \text{ kW} \cdot \text{r/min}$, 因而被广泛应用于工业中。但交流电动机调速、控制困难, 必须采用电力电子技术进行电能变换与控制才能实现速度调节与运行控制, 此时大容量的变流装置是实现的关键, 而为减小装置电流定额的高压化又是技术发展有必然方向。

变流装置的高压、大容量化可在器件级与电路级两个层面上展开。器件级的高压、大容量化可以选用单个高压、大电流功率开关器件而不改变变流电路拓扑结构来实现, 其主要参数见表 10.1-9, 同时辅之以器件串、并联的方式, 但必须解决好串联器件的均压、并联器件的均流问题, 特别是动态过程中。

电路级的高压、大容量化可采用多重化、多电平化和单元电路串联等方式来实现。多重化是通过变压器多个绕组间相移构成多相变流电路实现大容量化。由于用于大容量变流的功率开关器件多为 SCR、GTO、IGCT 等低开关频率器件, 单个变流电路输出多为方波, 特性差, 这样通过多重化

表 10.1-9 功率开关器的电压、电流参数

功率器件 最大参数	SCR	GTO	IGCT	IGBT	GTR	P-MOSFET
电压 (V)	6000	6000	4500	4500	1400	800
电流 (A)	6000	6000	4500	2000	800	120

的逆变电路除扩大容量外，还可使输出矩形波相位上错开一定角度进行叠加而获得尽可能接近正弦波的多电平台阶波形，有效地改善了输出特性。为避免使用多个绕组的变压器来实现输出波形的相移叠加，多电平化则是通过对单一变流电路改造来实现多电平台的输出。多电平变流器不仅无需

变压器进行相移合成，还降低了功率开关器件的电压定额和电压变化梯度，在高压、大容量交—直—交变频调速系统的逆变器中获得越来越多的应用。单元电路串联是另一种解决高压、大容量化变流器的技术方案，目前主要用于中、高压变频器中。这种变频器采用低压 H 型桥式 PWM 逆变单元串联实现变频器的高压输出。每个单元由输入变压器的一组三相二次绕组供电，各组二次绕组间相互错开一对称相角，以构成多重化的不控整流，改善了输入特性；各逆变单元的 H 桥输出单相变频电压，采用多电平相移式 PWM 技术获得等效的高开关频率和多电平效果，有效改善了输出特性。每个单元电路承受全部负载电流，但只承受部分电压（由串联单元电路数决定），从而使整个变流装置高压、大容量化。

第2章 电力电子技术在直流传动中的应用

1 直流调速传动概述

直流电动机具有优良的调速特性, 宽广的调速范围, 解耦的动态转矩调节能力, 因而在对调速性能有较高要求的电力传动中, 直流传动系统得到了广泛应用。

以前直流电动机调速系统采用直流发电机供电方式 (G-M 组), 机组质量大, 占地多, 运行效率低, 控制快速性差, 维护较麻烦。随着电力电子技术的迅速发展, 目前采用晶闸管可控整流器供电的直流电动机调速系统它取代了 G-M 组方式, 其电路接线如图 10.2-1 所示。随着自关断器件的出现, 采用直流脉宽调制 (PWM) 调速方式的直流调速系统得到了发展, 如图 10.2-2 所示。由于其调制频率高, 动态响应快, 在高性能直流伺服驱动中得到了广泛应用。

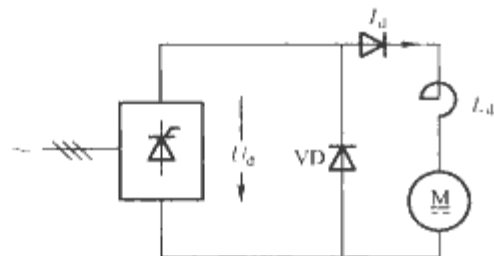


图 10.2-1 晶闸管可控整流器供电的直流电动机调速系统

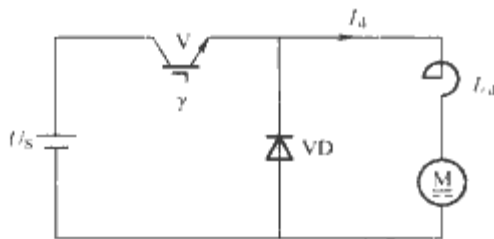


图 10.2-2 直流脉宽调制 (PWM) 直流调速系统

1.1 直流电动机调速原理

根据直流电动机转速公式

$$n = \frac{U_a - R_a I_a}{C_e \Phi} \quad (10.2-1)$$

式中: U_a 、 R_a 、 I_a 分别为电枢电压、电枢电阻及电枢电流; Φ 为励磁磁通; C_e 为电动势常数。直流电动机调速方法有调电枢电压、变电枢电阻及磁场调节三种, 其中电枢调压调速最为常用。

根据获得大小可调直流电压的方式不同, 直流调速传动可分为可控整流器供电及直流脉宽调制 (PWM) 变流器 (斩波器) 供电两种系统。

1.1.1 可控整流器供电直流电动机机械特性

可控整流器带直流电动机这类反电动势负载时, 电枢电流容易断续, 使直流调速传动系统的机械特性依电流连续与否有很大不同。

(1) 当直流电动机电枢回路电感量足够大, 或负载足够大时, 电感储能可维持电枢电流连续, 可控整流器晶闸管出现换流重叠现象, 可等效为一个具有内电动势 U_d 、内阻为

$(R_o + R_e)$ 的直流电源, 直流电动机可等效为反电动势为 E 、内阻为 R_a 的负载, 其电压平衡关系为

$$U_d = E + (R_o + R_e + R_a) I_d \quad (10.2-2)$$

其中

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha$$

$$E = C_e \Phi n$$

式中: E 为电枢反电动势; R_o 为整流电路各类接线电阻、晶闸管导通电阻; R_e 为整流变压器漏抗引起的换流重叠压降等效电阻; R_a 为直流电动机电枢电阻 (包括平波电抗器电阻); I_d 为电枢电流平均值, 亦即整流电流平均值; U_{d0} 为 $\alpha=0^\circ$ 时整流电压平均值; α 为晶闸管移相触发角; C_e 为直流电动机电动势常数; Φ 为直流电动机每极磁通。

$$R_e = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \omega L_s, & \text{单相桥式整流电路} \\ \frac{3}{2\pi} \omega L_s, & \text{三相半波整流电路} \\ \frac{3}{\pi} \omega L_s, & \text{三相桥式整流电路} \end{cases}$$

式中: ω 为交流电源交变角频率; L_s 为换流电感。

$$U_{d0} = \begin{cases} 0.9U_2, & \text{单相桥式整流电路} \\ 1.17U_2, & \text{三相半波整流电路} \\ 2.34U_2, & \text{三相桥式整流电路} \\ 1.35U_2, & \text{六相半波整流电路} \end{cases}$$

式中: U_2 为整流变压器二次侧相电压有效值。

电流连续时直流电动机机械特性为

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} [U_{d0} \cos \alpha - I_d (R_o + R_e + R_a)] \quad (10.2-3)$$

不同整流移相触发角 α 下的机械特性是一族相互平行而下斜的直线族, 其斜率为 $\Delta n / \Delta I_d = (R_o + R_e + R_a) / C_e \Phi$, 如图 10.2-3 连续区所示。

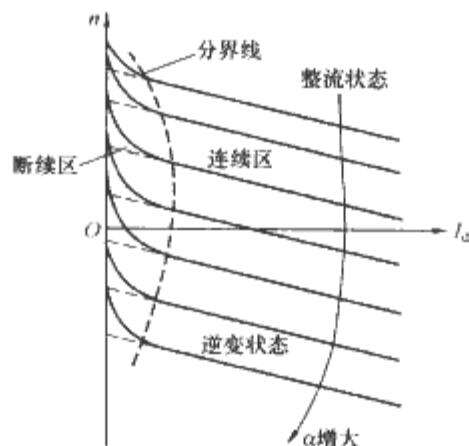


图 10.2-3 可控整流器供电直流电动机机械特性

(2) 当电枢电流减小到一定程度, 平波电抗器电感储能不足以维持电流连续时, 可控整流器晶闸管无换流重叠现象。通过瞬时值电路分析可得电动机转速 n 及电枢电流平均值 I_d 与晶闸管移相触发角 α 、导通角 θ 间关系为

$$n = \frac{\sqrt{2}U_2}{C_e \Phi \theta} \left[2\sin(\psi + \alpha + \frac{\theta}{2}) \sin \frac{\theta}{2} \right] \quad (10.2-4)$$

$$I_d = \frac{m}{2\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L} \left[\cos(\psi + \alpha + \frac{\theta}{2})(\theta \cos \frac{\theta}{2} - 2\sin \frac{\theta}{2}) \right] \quad (10.2-5)$$

式中： ψ 为晶闸管自然换流点位置； m 为每周期内换流次数（单相桥式 $m=2$ ，三相半波及桥式 $m=3$ ）

这样，通过以 θ 为参变量，以 $\theta_{\max}=2\pi/m$ 为电流连续与否边界，通过数值方法，可获得电流断续区的机械特性，如图10.2-3中断续区所示。

可以看出，与G-M组方式不同，可控整流器供电直流电动机机械特性的特点是有电流连续区与断续区的不同，且特性更软。

(3) 电流断续时电枢回路等效内阻很大，使机械特性变软，引起调速系统振荡，需接入平波电抗器防止电流断续。平波电抗器电感量 L_d 可按最小负载电流 $I_{d\min}=(5\sim 10)\% I_{dN}$ 条件下保证电流连续来计算

$$L_d \geq \frac{\sqrt{2}U_2}{I_{d\min}\omega} \left[\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} - \cos \frac{\pi}{m} \right] \sin \alpha \quad (10.2-6)$$

1.1.2 直流脉宽调制(PWM)调速系统机械特性

不同形式直流PWM变流器供电直流电动机的机械特性有所不同，对于带制动功能不可逆PWM调速电路和可逆PWM调速电路，由于开关频率高，电流方向可逆，无论重载还是轻载电流均能连续，其机械特性可用一个周期内的电量平均值来描述。

电枢电压平均值方程为

$$\gamma U_s = R_a I_d + E = R_a I_d + C_e \Phi n \quad (10.2-7)$$

直流电动机机械特性为

$$n = \frac{\gamma U_s}{C_e \Phi} - \frac{R_a}{C_e \Phi} I_d = n_0 - \frac{R_a}{C_e \Phi} I_d \quad (10.2-8)$$

式中： $\gamma=U_d/U_s$ 为负载电压系数； U_s 为电源电压； R_a 为电枢电阻； $n_0=\frac{\gamma U_s}{C_e \Phi}$ 为理想空载转速。

图10.2-4所示为可逆直流PWM调速系统机械特性，其中第一、二象限特性适用于带制动功能的不可逆直流PWM调速系统。

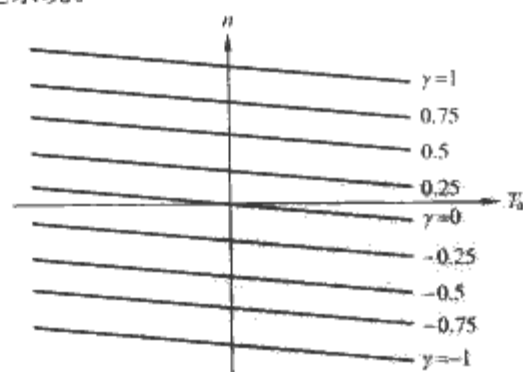


图 10.2-4 可逆直流 PWM 调速系统机械特性

1.2 可控直流电源类型

直传动中电枢调压调速常用可控直流电源有以下三种。

1.2.1 旋转变流机组

常为直流发电机，构成G-M直传动系统，20世纪60年代前广泛使用，由于设备大、效率低、响应慢，现已被静止变流或变流装置所替代。

1.2.2 静止可控整流器

在交流电网供电条件下，采用晶闸管可控整流器供电实现相控调压调速，如图10.2-1所示。晶闸管可控整流器功率放大倍数在 10^4 以上，响应速度为ms级，传动系统具有很高的静态调速精度和很快的动态响应速度。

由于晶闸管的单向导电性，由半控整流器供电的直传动系统只允许在单象限作不可逆运行[如图10.2-5(a)所示]；全控整流器供电系统可实现有源逆变，因而能作二象限不可逆运行[如图10.2-5(b)所示]；若要实现四象限可逆运行[如图10.2-5(c)所示]，须采用正、反两组全控整流器反并联方案，如图10.2-6所示。

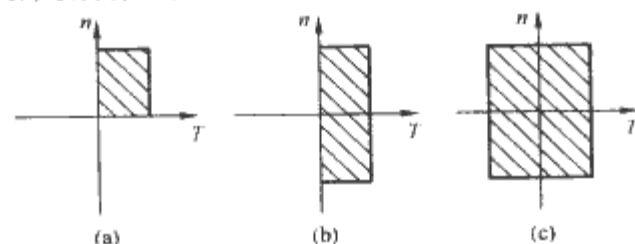


图 10.2-5 可控整流器供电直传动运行范围
(a) 单象限；(b) 二象限；(c) 四象限

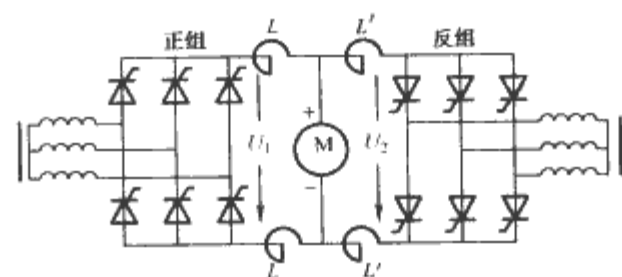


图 10.2-6 双桥反并联可逆系统

在采用双桥反并联的可逆直传动系统中，必须注意环流的控制。环流是一种不经过直流电动机而在两组可控整流器之间流动的短路电流，可以区分为平均环流和瞬时环流两类。为防止平均环流，要求控制两组整流器输出直流平均电压大小相等、极性相反，即要求一桥工作在整流状态、一桥工作在逆变状态，且两桥移相触发角满足 $\alpha_1 = \beta_{II}$ 或 $\beta_1 = \alpha_{II}$ 。此时虽两桥输出直流平均电压相等，但输出瞬时电压波形并不相同，仍有瞬时输出电压差存在。由于两组桥间阻抗很小，引起的瞬时环流可能达到很大的数值，危害直传动系统运行安全，因而须在调速系统控制中采取相应措施。

直传动系统中常用三相桥式整流电路或以三相桥式为基础的复合整流电路，见表10.2-1。

表 10.2-1 常用直传动可控整流器及适用范围

主电路形式	适用功率范围	脉动频率	工作象限
单相半控桥	不可逆，10kW 以下（交通、运输系统中可达 75kW）	$2f$	I
单相全控桥	不可逆、可逆变，10kW 以下（交通、运输系统中可达 75kW）	$2f$	I、IV
两单相全控桥反并联	可逆、可逆变，10kW 以下	$2f$	I、II、III、IV
三相半波	不可逆，10~50kW 及电动机励磁	$3f$	I
三相半控桥	不可逆，10~100kW	$6f$	I
三相全控桥	不可逆、可逆变，10~200kW	$6f$	I、IV
双三相全控桥反并联	可逆、可逆变，100kW 到几兆瓦	$6f$	I、II、III、IV

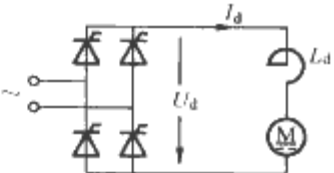
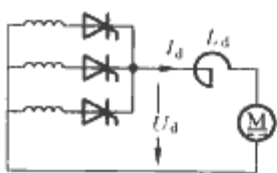
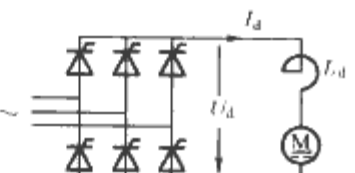
要获得优良的调速特性，传动系统必须要能实现四象限的可逆运行。几种主要的可逆直流传动方式及其比较见表 10.2-2。

直流调速传动系统常用可控整流器主电路形式、电量关系和主要特性见表 10.2-3。当直流电流 I_d 和理想空载直流平均电压 U_{d0} 已知时，可根据所列计算关系计算出各主要电量。

表 10.2-2 几种主要可逆直流传动方式

类型	电枢电流反向控制			磁场电流反向控制	
	单变流器供电加开关切换	双变流器供电有环流系统	双变流器供电无环流系统	双变流器励磁	单变流器励磁加开关切换
所需设备	(1) 一套电枢供电用变流器 (2) 电枢电路切换开关 (3) 切换逻辑装置	(1) 两套电枢供电用变流器反并联 (2) 限制环流用均衡电抗器	(1) 两套电枢供电用变流器反并联 (2) 无环流逻辑控制器	(1) 一套电枢供电用变流器 (2) 两套励磁用变流器	(1) 一套电枢供电用变流器 (2) 一套励磁用变流器 (3) 励磁电路切换装置
性能	有触点开关切换，快速性差	响应快速，但需两组变流器同时工作，损耗大，效率低	响应快，但为防止两套变流器切换时的电流冲击，要作电流检测及延时控制	快速性差，响应速度与强励大小有关	
可靠性	主电路无环流，开关电器维护工作量大，有可靠性问题	要求触发器、逻辑切换可靠		主电路无环流，要求可逆励磁变流器工作可靠	
系统复杂程度	简单	复杂		较简单	
适用场合	(1) 不频繁正、反转调速 (2) 几十千瓦以下容量	(1) 频繁正、反转调速 (2) 快速性及精度要求高时 (3) 容量几十到几千瓦，适用于轧机主、辅传动及中型机床		(1) 不频繁正、反转调速 (2) 快速性及调速精度要求不高时 (3) 容量几十到几兆瓦，适用于卷扬机等	

表 10.2-3 常用可控整流器主电路形式和电量关系

主电路形式		单相全控桥	三相半波	三相全控桥
主电路结构				
桥臂电流	平均值	$I_d/2$	$I_d/3$	$I_d/3$
	有效值	$0.707I_d$	$0.577I_d$	$0.577I_d$
	最大值	I_d	I_d	I_d
桥臂反向电压		$1.57U_{d0}$	$2.09U_{d0}$	$1.05U_{d0}$
输出电压 U_d/U_{d0}		$\cos\alpha$	$\cos\alpha$	$\cos\alpha$
脉波数		2	3	6
功率因数 λ (不计换流重叠)		$0.9\cos\alpha$	$0.826\cos\alpha$	$0.955\cos\alpha$
变压器利用率		较好(0.9)	差(0.74)	好(0.95)
直流电压脉动程度		较大	一般	较小
交流侧电流畸变程度(畸变因数)		一般(0.9)	严重(0.827)	较小(0.955)
器件利用率(导通角)		好(180°)	较好(120°)	较好(120°)
适用的电压、电流或容量范围		$U_d \leq 230V$ $P \leq 10kW$ (单相电源时可达 75kW)	$U_d \leq 50V$ $P \leq 10kW$	$U_d \geq 250V$ (大容量) $U_d \geq 50V$ (中、小容量)

直流调速传动用可控整流器主电路型式选择的原则是：

(1) 保证变压器有较高利用率（直流功率与变压器容量之比大），要避免变压器直流磁化。

(2) 功率电子器件的电压、电流容量利用率高。

(3) 尽可能多的脉波数，减小输出直流电压的脉动，限制交流输入电流的谐波，确保较高输入功率因数，特别是大

容量调速系统。

1.2.3 直流脉宽调制 (PWM) 变流器

与可控整流器比, 直流 PWM 变流器用作直流调速传动可控直流电源具有更大优越性:

- (1) 主电路简单, 所需功率器件少。
- (2) 开关频率高, 系统动态响应快, 电枢电流容易连续, 调速特性好。
- (3) 低速性能好, 调速精度高, 调速范围宽, 可达 1: 10 000。
- (4) 功率器件工作在开关状态, 通导损耗小, 运行效率高。

(5) 当用于交流电源时, 交一直变换采用不控整流方式, 系统输入功率因数比可控整流器供电时高, 输入特性好。

因此, 直流 PWM 调速系统的应用日益广泛, 特别在中、小容量及动态性能要求高的场合已完全取代可控整流器供电系统。

用于直流脉宽调速的变流器主要有带制动功能的不可逆直流 PWM 变流器和可逆直流 PWM 变流器, 分别如图 10.2-7、图 10.2-8 所示, 它们都是各类基本斩波电路单元的组合。

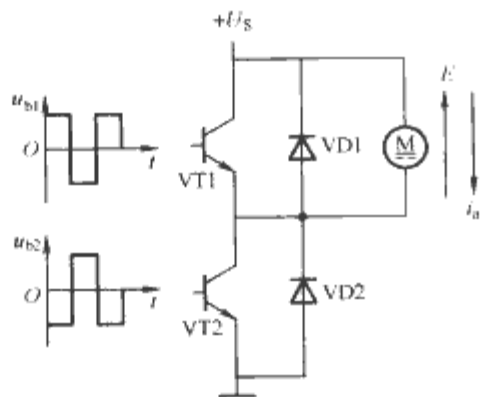


图 10.2-7 带制动功能不可逆直流 PWM 变流器

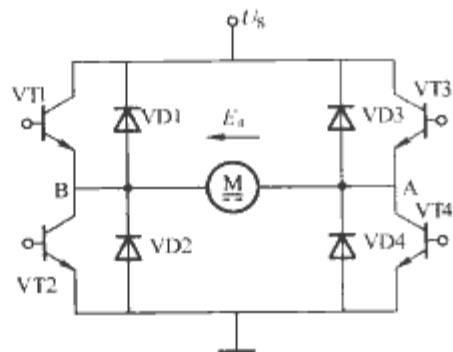


图 10.2-8 可逆直流 PWM 变流器

带制动功能不可逆直流 PWM 变流器中, VT1 和 VD1 构成降压斩波电路, 由电源向电动机供电, 作电动运行; VT2 和 VD2 构成升压斩波电路, 将电动机动能反馈回电源, 作发电 (制动) 运行; 因而该变流器可工作在第 I、II 象限。

H 型桥式可逆直流 PWM 变流器可看作两组带制动功能不可逆 PWM 变换电路的组合, 可以工作在四个象限。例如当 VT4 保持恒导通时该变流器与图 10.2-6 所示电路等效, 可工作在第 I、II 象限; 当 VT2 保持恒导通时, 则可工作在第 III、IV 象限。

直流 PWM 变流器中功率开关器件在大功率装置中多采用 GTO, 中、小功率装置中多采用 IGBT、GTR 或 Power MOSFET; 开关频率分别在数 kHz 和上百 kHz 左右; 续流二极管采用快速恢复二极管。脉宽调制控制方式有定频调

宽、定宽调频及其混合调制等。

2 可控整流器供电直流调速系统

直流调速传动系统中, 以直流电动机作为机电能量转换设备, 以晶闸管可控整流器或直流脉宽调制变流器 (斩波器) 作为电源 (变流) 装置, 以闭环控制形式实现速度的调节。

2.1 系统构成

采用晶闸管可控整流器供电的直流调速系统构成上可分为以下两大类。

2.1.1 不可逆调速系统

系统结构如图 10.2-9 所示。功率主电路由单一可控整流器及平波电抗器 L_d 构成; 控制系统为双闭环结构, 内环为电流控制环, 外环为速度控制环。各环由各自的调节器控制, 以获得所期望的静态和动态调速性能。

速度环进行对转速的调节与控制, 由于采用 PI 型调节器, 可以实现速度与给定值的静态无差调节; 当电网电压或电动机负载变化或有扰动时, 可实现转速的快速调节和稳定。

电流环的给定为速度调节器的输出, 速度调节器的限幅值决定了调速系统允许的最大电流, 一方面可以保证系统以最大转矩实现快速起、制动, 另一方面还可对负载电流起限流保护作用, 确保系统安全。

不可逆调速系统只能作单向电动运行, 无制动功能。

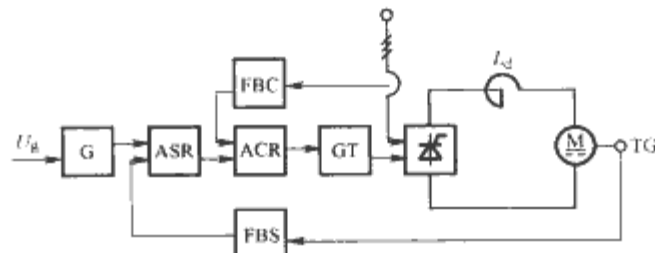


图 10.2-9 不可逆双闭环调速系统

G—给定积分器; ASR—速度调节器; ACR—电流调节器; GT—触发器; TG—测速发电机; M—直流电动机; L_d —平波电抗器; FBS—速度变换器; FBC—电流变换器

2.1.2 可逆调速系统

可逆调速系统由正、反向两套可控整流器反并联向直流电动机供电, 两套变流装置分别处在整流和逆变工作状态。两套变流装置工作状态切换时, 其间过渡有两种方式: 有环流系统和无环流系统。

2.1.2.1 有环流可逆调速系统

两套变流器状态切换时有不经过负载电动机的环流存在, 但状态过渡平滑, 适应于高精度速度控制、快速响应系统和频繁改变转向的应用场合。又分为:

(1) 不可控环流可逆系统。如图 10.2-10 所示, 这也是一个速度、电流双闭环系统。ACR 输出分别控制正、反两组变流器, 其中一组 GT 的输入为 ACR 的反号输出, 以此保证两组 GT 输出移相触发角大小相同, 方向相反, 使两组变流器分别工作在整流和逆变状态。

当 ACR 输出为零时, 两 GT 的初始相位有如下设置方式:

1) $\alpha_{10} = \beta_{10} = 90^\circ$, 此时平均环流为零, 存在瞬时环流, 应采用 L 限制环流大小。

2) $\alpha_{10} = \beta_{10} > 90^\circ$, 此时平均环流为零, 瞬时环流比 1) 小。

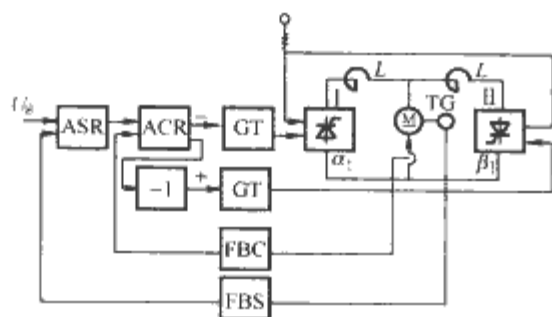


图 10.2-10 不可控环流可逆系统

ASR—速度调节器；ACR—电流调节器；
-1—反号器；GT—触发器；FBC—电流变流器；
FBS—速度变换器；M—直流电动机；TG—测速发电机；
L—限流电感；I、II—正、反组可控整流器；
 α_1 、 β_1 —两组整流器移相触发角

(2) 给定环流可逆系统。此系统可把环流保持在一个设计值内而不随 α 、 β 角变化，以减小限流电抗器大小和降低对触发电路的线性度要求，其结构如图 10.2-11 所示。

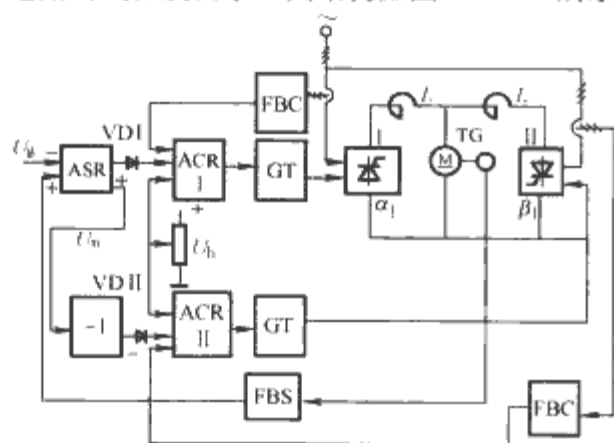


图 10.2-11 给定环流可逆系统

ASR—速度调节器；ACR—电流调节器；-1—反号器；
FBS—速度变换器；FBC—电流变流器；GT—触发器；
M—直流电动机；TG—测速发电机；L—限流电感；
I、II—正、反组可控整流器

系统由两个独立的电流环对两组可控整流器形成各自的移相触发控制，且各电流调节器的输入端加上一小值正电压 U_h 作为环流给定。当施加负值给定电压 u_g 时，ASR 输出为正，二极管 VD I 导通， u_g 与 U_h 相加后作为 ACR I 输入。ASR 输出反号后， $-u_g$ 使 VD II 截止，使 II 组整流器仅由环流给定 U_h ，使系统运行在给定大小环流下。

2.1.2.2 无环流可逆调速系统

(1) 逻辑无环流可逆系统。无环流可逆系统正、反两组变流装置任何情况下只有一组处于工作状态，另一组处于封锁状态，因而不会产生任何环流。图 10.2-12 所示为采用逻辑单元来确保一组工作、一组封锁的逻辑无环流系统。

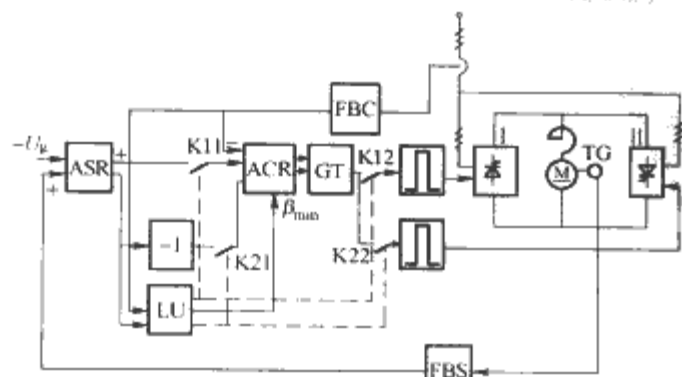


图 10.2-12 逻辑无环流系统

ASR—速度调节器；ACR—电流调节器；FBC—电流变流器；FBS—速度变换器；-1—反号器；LU—逻辑单元；M—直流电动机；TG—测速发电机；I、II—正、反组可控整流器；K11~K22—模拟开关

逻辑单元必须保证系统的安全工作：

- 1) 任何时候只允许一组整流器有触发脉冲。
- 2) 原工作的整流器只有当它断流并确实关断后才能封锁其脉冲，以防整流器工作在逆变状态因触发脉冲消失而导致逆变失败。
- 3) 只有当原工作的一组整流器完全关断后才能开放另一组整流器，以防环流的出现。
- 4) 为避免两组整流器切换时产生电流冲击，防止待工作整流器刚开放时发生整流电压与电动机反电动势的相加，要有暂使整流器进入逆变状态的“推 β_{min} ”信号作用在 ACR 上。

(2) 错位无环流可逆调速系统。采用错开两组整流器触发脉冲的位置和根据电压调节器输出电压的极性选择正组或反组工作，实现无环流控制，系统结构如图 10.2-13 所示。

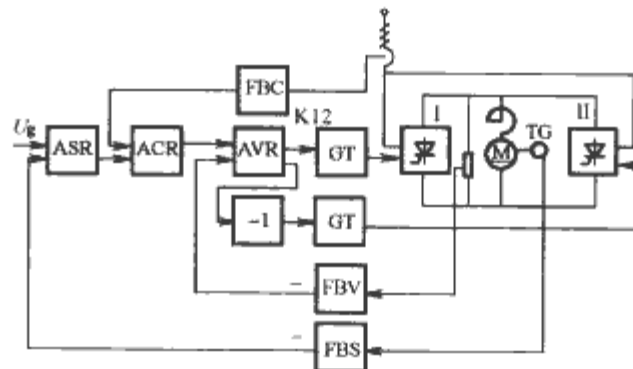


图 10.2-13 错位无环流系统

ASR—速度调节器；ACR—电流调节器；AVR—电压调节器；
-1—反号器；FBS—速度变换器；FBC—电流变流器；FBV—电压变流器；GT—触发器；M—直流电动机；TG—测速发电机；
I、II—正、反组可控整流器

系统中除速度、电流环外，还设置有电压内环，其作用是：① 缩小电压死区，提高切换快速性；② 抑制瞬态环流，确保安全切换；③ 抑制电流断续引起的运行不稳定性，使系统在小值电流时也能快速工作。

根据错位无环流原理，当一组整流器工作时，另一组整流器的触发脉冲必须移到相应 180° 位置才能实现无环流。

2.2 系统设计

电力传动系统由拖动工作机械的负载电动机、变流装置及控制电路构成。为保证传动系统的正常工作，设计时应注意考虑：

- (1) 传动系统的具体工作条件、环境及负载情况。
- (2) 供电系统的电压、频率波动，应避免传动系统对电网的过大谐波电流污染和过度无功电流需求。
- (3) 传动系统应经济、节能。
- (4) 便于维修。
- (5) 符合国家标准。

设计大体分三步进行：初步设计、技术设计和产品设计。初步设计确定系统组成并优化设计方案，为技术设计提供基础和依据；技术设计根据用户同意的初步方案完成传动系统的电气设计及电控设备的布置设计；产品设计依据用户接受的技术设计最终完成产品生产用的工作图样。

直流调速系统主回路包括有整流变压器（或交流进线电抗器）、晶闸管可控整流器、平波电抗器、交直流侧过电压吸引装置、过电流保护装置及开关等，其设计、计算可参考电力电子电路的有关章节，本处仅对与直流调速特性紧密相关部分作一简述。

2.2.1 晶闸管可控整流器

直流调速传动系统中，最常用的是三相桥式整流器以及

以此为基础的复合系统,见表 10.2-1。

可控整流器晶闸管元件触发器一般由移相环节、脉冲形成环节和功率放大环节等组成。常用移相触发方式有:①正弦波移相,对电网电压波动有一定自补偿作用,但易受同步电源干扰;②锯齿波移相,有较宽的移相范围,受电网干扰影响小,更常用。目前应用中更多采用集成电路构成的移相触发器,如国产 KJ 系列、KC 系列和德国西门子公司的 TCA785 等。此外采用单片机或可编程逻辑控制器等构成的全数字触发器也获得了广泛应用。脉冲形成环节常用单稳态电路和三稳态开关电路。脉冲功率放大环节的关键是输出用脉冲变压器,其设计要点是减少漏磁和防止干扰。为减小脉冲变压器的体积,触发脉冲应设计成高频脉冲链形式。晶闸管触发器具体设计参见电力电子电路有关部分。

2.2.2 平波电抗器

为了减小电流断续区域、扩大机械特性运行范围,调速系统直流回路中必须设置平波电抗器;此外平波电抗器还有限制直流电流脉动、限制环流和限制短路电流上升率的功能,一般按满足这几种要求中的最大电感值选择平波电抗器。

减小直流电流断续区域所需电感

$$L_{Ls} = K_{Ls} \frac{K_{uv} U_{\phi}}{I_{min}} - L_{MA} - K_L L_B \quad (\text{mH}) \quad (10.2-9)$$

限制直流电流脉动率所需电感

$$L_{md} = K_{md} \frac{K_{uv} U_{\phi}}{\delta I_{MN}} - L_B - K_L L_B \quad (\text{mH}) \quad (10.2-10)$$

各环流回路限制环流所需电感

$$L_K = K_K \frac{10 U_{\phi}}{\pi I_K} \quad (\text{mH}) \quad (10.2-11)$$

式中: L_{MA} 为电动机电枢回路电感, mH; L_B 为折算到阀侧整流变压器每相漏感; $\delta=5\% \sim 10\%$, 为允许电流脉动率; I_{min} 为保持电流连续的最小电流, A; K_{uv} 为整流电压计算系数, 与整流电路型式有关(单相全波、半桥、全桥时 $K_{uv}=0.9$; 三相零式时 $K_{uv}=1.17$, 三相半桥、全桥及双桥并联时 $K_{uv}=2.34$, 三相双桥串联时 $K_{uv}=4.68$); K_{md} 为限制脉动率的电感计算系数, 对三相桥式有 $K_{md} = \frac{10}{3} \left\{ \cos \left[\cos^{-1} \left(0.5 \frac{u_k}{100} \right) + \frac{\pi}{3} \right] + 1 \right\}$, 其中 u_k 为变压器短路比(%); K_{Ls} 为限制电流断续的电感计算系数, 对三相桥式有 $K_{Ls} = (10/\pi - 5/\sqrt{3}) \cos \alpha$; K_K 为限制环流的电感计算系数, 对三相桥式交叉接法或反并联接法时, $K_K=0.44$; K_L 为变压器电感折算系数, 见表 10.2-4。

表 10.2-4 电感折算系数 K_L

接法	单相全波	单相半桥	单相全桥	三相零式	三相半桥	三相全桥	双桥并联	双桥串联
K_L	1	0	1	1	0	2	4	1

2.2.3 保护设置

针对直流传动系统的工作要求, 可作如下过电流及过电压保护安排。

2.2.3.1 过电流保护

(1) 在可控整流器的交流进线端, 串接进线电抗器或采用漏抗大的变压器, 以限制交流侧的短路电流和抑制与之并接的其他变流装置间的相互干扰。

(2) 交流侧设置过电流检测装置, 当出现过电流时将触发角移至最小逆变角, 以抑制过电流。

(3) 调节电流调节器对电流实现限幅。

(4) 直流侧设置直流快速开关。

2.2.3.2 过电压保护

直流传动变流回路常用过电压保护设置如图 10.2-14 所示。图中, 接于变流回路交流侧的阻容保护、整流保护、压敏电阻保护主要用于抑制断开变流器交流进线电压时产生的阶跃过电压尖峰; 静电感应过电压保护回路用于抑制变压器接通瞬间因一、二次侧绕组间寄生电容引起的合闸过电压; 换流过电压阻容吸收用以抑制晶闸管元件关断中变压器漏抗引起的换流过电压。变流回路直流侧常采用阻容吸收和压敏电阻来抑制主电路电感储能释放时产生的过电压。

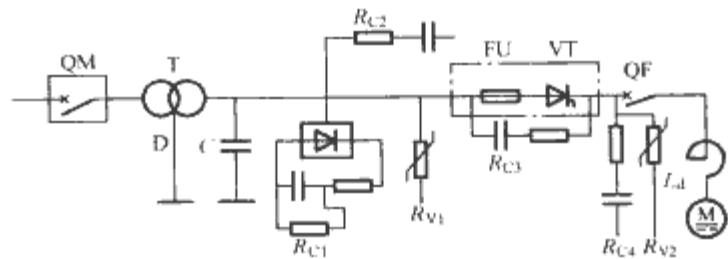


图 10.2-14 直流传动变流回路过电压保护设置

QM—交流侧断路器; T—整流变压器; D—变压器一、二次侧间静电屏蔽; C—静电感应抑制电容; R_{C1} —整流式阻容吸收; R_{C2} —交流侧阻容吸收; R_{C3} —晶闸管换流过电压阻容吸收; R_{C4} —直流侧阻容吸收; FU—快速熔断器; VT—晶闸管元件; R_{V1} —交流侧压敏电阻; R_{V2} —直流侧压敏电阻; QF—直流断路器; L_d —平波电抗器; M—直流电动机

2.2.4 电子调节器及其参数优化

传动系统速度、电流闭环控制中, 广泛采用各类线性电子调节器(全数字控制中采用相应的控制算法)。常用电子调节器的类型及其特性如表 10.2-5 所示。

表 10.2-5 常用电子调节器及其特性

类型	原 理 图	传 递 函 数	时 间 特 性	频 率 特 性
比例调节器 (P)		$W(s) = \frac{R}{aR_1} = K_p$ <p>K_p — 比例系数 $a \leq 1$ — 电位器 R_0 抽头对电源零之间的电压与输出电压 u_o 之比</p> <p>考虑电位器 R_0 分压影响时</p> $K_{pw} = \frac{R + a(1-a)R_0}{aR_1}$ $= K_p \left[1 + (\alpha - \alpha^2) \frac{R_0}{R} \right]$		

续表

类型	原理图	传递函数	时间特性	频率特性
积分调节器(I)		$W(s) = \frac{1}{aR_1Cs} = \frac{1}{\tau_i s}$ $\tau_i = \text{积分时间常数}$ <p>注:反馈电位器 R_0 的引入相当于在积分调节器中串入了一个比例微分修正项,选择 $R_0 < R_1$ 或在积分器前加入滤波环节可消除其影响</p>		$ K_p (\text{dB})$ φ
比例-积分调节器(PI)		$W(s) = K_p \frac{\tau s + 1}{\tau s} = K_p + \frac{1}{\tau_i s}$ $K_p = \frac{R}{aR_1} \text{——比例系数}$ $\tau = RC \text{——超前积分时间常数}$ $\tau_i = aR_1C \text{——积分时间常数}$		$ K_p (\text{dB})$ φ
带输入、反馈滤波的PI调节器		$-U_o(s) = K_p \frac{\tau s + 1}{\tau s} \left[\frac{1}{\tau_1 s + 1} U_i(s) + \frac{1}{\tau_2 s + 1} U_f(s) \right]$ $K_p = \frac{R}{R_1} \text{——比例系数}$ $\tau = RC \text{——超前积分时间常数}$ $\tau_1 = (R_{11} // R_{12}) C_1 \text{——输入滤波时间常数}$ $\tau_2 = (R_{21} // R_{22}) C_2 \text{——反馈端滤波时间常数}$		
微分调节器(D)		$W(s) = \frac{1}{a} RCs = \tau_d s$ $\tau_d = \frac{RC}{a} \text{——微分时间常数}$		$ K_p (\text{dB})$ φ
比例-积分-微分调节器(PID)		$W(s) = K_p \frac{(\tau s + 1)(\tau_d s + 1)}{\tau s}$ $k_p = \frac{R + R_2}{R_1} \text{——比例系数}$ $\tau_d = C_1 \frac{RR_2}{R + R_2} \text{——微分时间常数}$ $\tau = (R + R_2)C \text{——超前时间常数}$		$ K_p (\text{dB})$ φ
带输入、反馈滤波的PID调节器		<p>对 $U_i(s)$ 的传递函数</p> $W_i(s) = K_p \frac{\tau s + 1}{\tau s}$ <p>对 $U_f(s)$ 的传递函数</p> $W_f(s) = K_p \frac{\tau s + 1}{\tau s} \cdot \frac{\tau_d s + 1}{\tau_f s + 1}$ $K_p = \frac{R}{aR_1} \text{——比例系数}$ $\tau = RC \text{——超前积分时间常数}$ $\tau_d = (R_2 + R_3) C_1 \text{——微分时间常数}$ $\tau_f = R_3 C_1 \text{——反馈滤波时间常数}$ $U_o(s) = K_p \frac{\tau s + 1}{\tau s} \left[U_i(s) + \frac{\tau_d s + 1}{\tau_f s + 1} U_f(s) \right]$ $= K_p \frac{(\tau s + 1)(\tau_d s + 1)}{\tau s}$ $\left[\frac{1}{\tau_d s + 1} U_i(s) + \frac{1}{\tau_f s + 1} U_f(s) \right]$		

续表

类型	原理图	传递函数	时间特性	频率特性
惯性调节器 (PI)		$W(s) = K_p \frac{1}{\tau s + 1}$ $K_p = \frac{R}{\alpha R_1} \text{—— 比例系数}$ $\tau = RC \text{—— 惯性时间常数}$		
带输入滤波的惯性调节器		$W(s) = K_p \frac{1}{\tau s + 1}$ $K_p = \frac{R}{\alpha(R_{11} + R_{12})}$ $\tau = \frac{R_{11}R_{12}}{R_{11} + R_{12}} C_1$		
并联校正 PI 调节器 (反馈式 PI 调节器)		<p>对输入信号 $U_i(s)$ 的传递函数为 $W_i(s) = \frac{1}{\alpha R_1 C s}$</p> <p>$R_3 \ll R_1 = R_2$ 时, 对反馈信号 $U_f(s)$ 的传递函数为</p> $W_f(s) = \frac{1}{\alpha R_1 C s} \frac{(R_2 + R_3) C_1 s + 1}{R_3 C_1 s + 1} = \frac{1}{\alpha R_1 C s} \frac{R_1 C_1 s}{R_3 C_1 s + 1}$ <p>总的传递函数为</p> $U_o(s) = K_p \frac{\tau s + 1}{\tau s} \left[\frac{1}{\tau s + 1} U_i(s) + \frac{1}{\tau_1 s + 1} U_f(s) \right]$ $K_p = \frac{C_1}{\alpha C} \text{—— 比例系数}$ $\tau = R_1 C_1 \text{—— 超前时间常数}$ $\tau_1 = R_3 C_1 \text{—— 反馈滤波时间常数}$ <p>注: (1) 线路借助反馈通道构成 PI 调节器, 故称反馈式 PI 调节器</p> <p>(2) 电流内环采用反馈式 PI 调节器能有效改善系统电流断续特性, 减小系统固有参数变化的影响, 缩短系统正、反向切换死区大小, 广泛用于晶闸管供电直流传动系统</p>		

为使传动系统的闭环控制获得优良的动、静态特性, 必须要进行调节器参数的优化设计。在传动系统的工程设计中, 往往是先将实际系统降阶为标准低阶系统, 然后再通过校正为期望系统实现系统优化。

2.2.4.1 降阶处理

原则是处理前、后系统开环对数幅频、相频特性在中频段和低频段内变化最小。

(1) 小惯性环节的降阶。若系统有两个小惯性环节, 则开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \quad (10.2-12)$$

其中 $T_2, T_3 \ll T_1$, 为小时间常数; $T_1 > \tau$ 。

令 $T_2 + T_3 = T_\Sigma$ 为小时间常数之和, 当系统开环截止频率满足 $\omega_c \leq \frac{1}{\sqrt{10 T_2 T_3}} \approx \frac{1}{3 \sqrt{T_2 T_3}}$ 时, 该环节可降阶等效为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_\Sigma s + 1)} \quad (10.2-13)$$

若系统有三个小惯性环节, 其小时间常数之和为 $T_2 +$

$T_3 + T_4 = T_\Sigma$, 当系统满足 $\omega_c \leq \frac{1}{3 \sqrt{T_2 T_3 + T_2 T_4 + T_3 T_4}}$

时, 则有

$$\frac{1}{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)} \approx \frac{1}{T_\Sigma s + 1} \quad (10.2-14)$$

(2) 高阶系统降阶处理。在多环调速系统中, 一般内环(电流环)截止频率 ω_{ci} 远高于外环(速度环)的 ω_{cn} , 故外环校正时可将已校正的内环用一个一阶惯性环节来等效。若按二阶期望系统校正时可等效为

$$W(s) = \frac{1}{2T_{\Sigma i}^2 s^2 + 2T_{\Sigma i} s + 1} \approx \frac{1}{2T_{\Sigma i} s + 1} \quad (10.2-15)$$

等效条件为 $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3\sqrt{2}T_{\Sigma i}} = \frac{1}{4.24T_{\Sigma i}}$, 其中 $T_{\Sigma i}$ 为内环小

时间常数之和。

一个三阶系统可等效为惯性环节

$$W(s) = \frac{K}{as^3 + bs^2 + cs + 1} \approx \frac{1}{cs + 1} \quad (10.2-16)$$

等效条件为 $\begin{cases} \omega_c \leq \frac{1}{3} \min\left(\frac{1}{b} \sqrt{\frac{c}{a}}\right) \\ bc \geq a \end{cases}$

(3) 大惯性环节的近似处理。若满足 $\omega_c \geq \frac{3}{T}$, 则大时

间常数 T 的惯性环节 $\frac{1}{Ts+1}$ 可近似为一个 $\frac{1}{T_s}$ 的积分环节。

2.2.4.2 系统优化

预先选定某种结构及特性的系统作为优化的目标, 然后选取适当的调节器型式和参数使被校正的系统特性和优化系统一致。常用系统优化方式有:

(1) 二阶优化。典型二阶优化系统结构及其阶跃输入下的动态响应如图 10.2-15 (b) 所示。调节器可选用 PI 型, 优化参数为 $\tau_i = T$, $K_p = \frac{T}{2K_a\sigma}$ 。

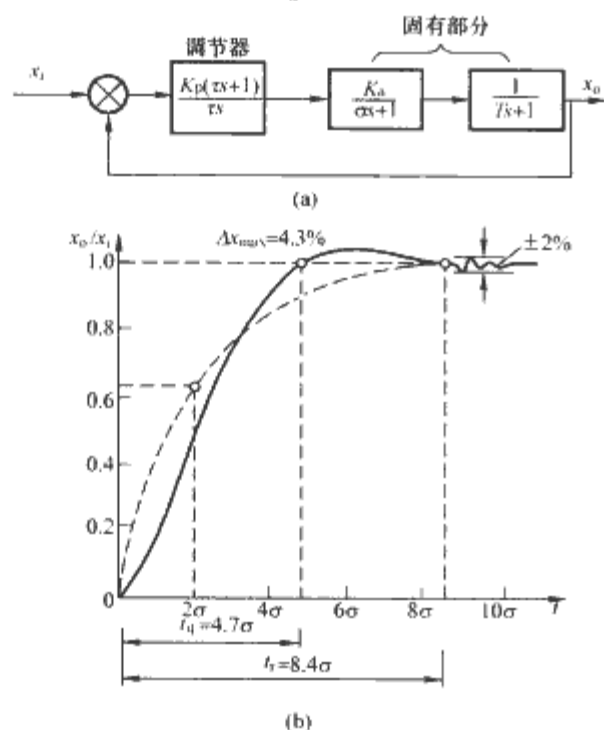


图 10.2-15 二阶优化系统结构及其动态响应

(a) 结构; (b) 二阶优化系统动态响应

二阶优化系统动态响应快, 可近似为一个 2σ 的一阶惯性环节, 但抗负载扰动能力较差。

(2) 三阶优化。典型三阶优化系统结构及其阶跃输入下的动态响应如图 10.2-16 所示。调节器可选用 PI 型, 其参数为 $\tau_i = 4\sigma$, $K_p = \frac{T}{2K_a\sigma}$, 且必须设置给定滤波环节, 其时间常数 $\tau_g = 4\sigma$ 。

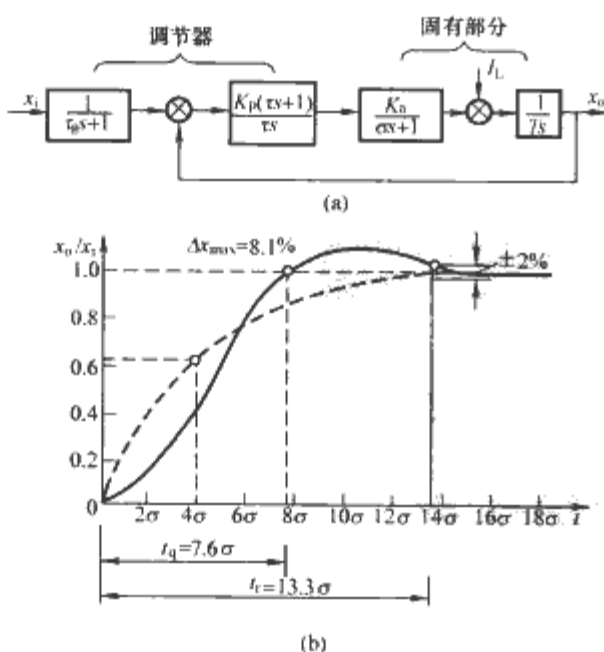


图 10.2-16 三阶优化系统结构及其动态响应

(a) 结构; (b) 三阶优化系统动态响应

三阶优化系统对阶跃输入的动态响应不如二阶优化, 但有良好的抗负载扰动能力。

直流传动系统中一般速度环多按三阶优化设计, 电流环多按二阶优化设计。

3 直流脉宽调制 (PWM) 调速系统

直流脉宽调制用于恒定直流电压源或经不控整流变换的交流电源供电直流调速系统, 又称斩波调速。与可控整流器供电直流传动方式相比, 直流 PWM 调速可使系统具有更高输入功率因数, 减少电力谐波污染, 同时具有更快的动态响应速度。

直流 PWM 调速系统按四象限运行能力可划分为不可逆调速系统及可逆调速系统, 后者能获得快速的调速响应, 应用最多。

3.1 不可逆调速系统

3.1.1 无制动功能不可逆系统

这是一种简单的直流降压斩波调速电路, 如图 10.2-17 (a) 所示。当电动机负载电流和电枢回路电感足够大、开关器件 V 关断时间比较短时, 电流连续, 电动机电枢电压、电流如图 10.2-17 (b) 所示, 电枢平均电压为

$$U_A = \frac{t_1}{T} U_s \quad (10.2-17)$$

当电动机负载电流较小、电枢回路电感量不够大, 或斩波频率比较低, 则 VD 续流期间电流可能断续, 如图 10.2-17 (c) 所示, 电枢平均电压升高为

$$U_a = \frac{t_1}{T} U_s + \frac{T-t_2}{T} E \approx \frac{t_1}{t_2} U_s \quad (10.2-18)$$

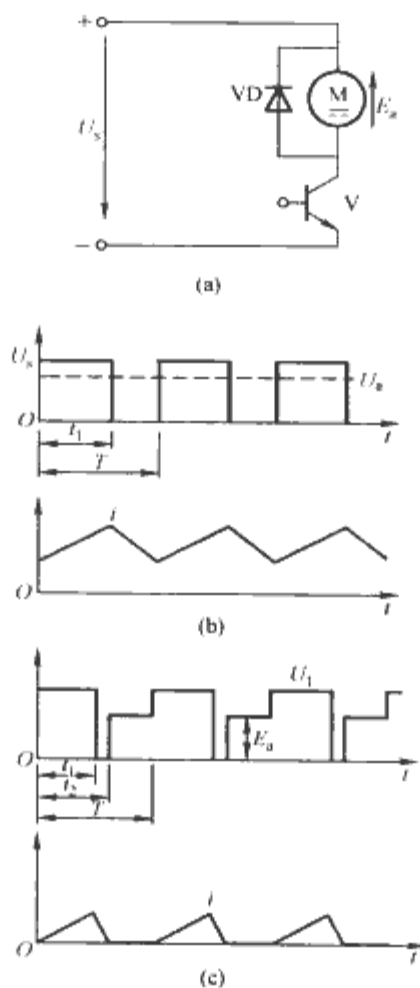


图 10.2-17 无制动功能不可逆直流 PWM 调速系统

(a) 电路图; (b) 电枢电压、电流 (电流连续时);

(c) 电枢电压、电流 (电流断续时)

电流断续时直流 PWM 调速系统机械特性显著变软, 运行不稳定。

3.1.2 带制动功能不可逆系统

系统功率主电路如图 10.2-18 所示, 两开关管互补地导

通, 相应电流路径如图中①、②、③、④所示; 各时间段电压、电流波形如图 10.2-19 所示。

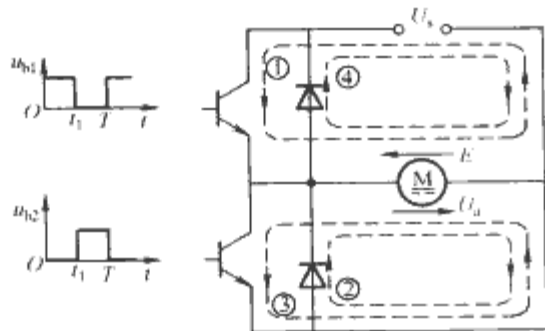


图 10.2-18 带制动功能不可逆直流 PWM 调速电路

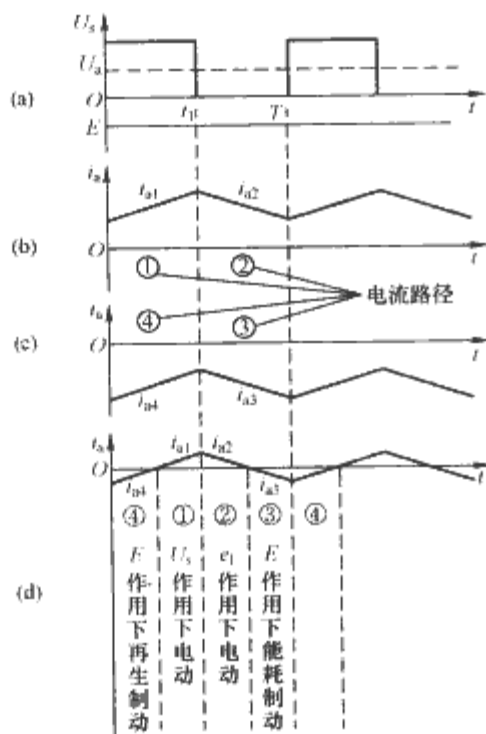


图 10.2-19 调速系统工作波形

(a) 电压波形; (b) $U_s > E$ 时, 电流波形;

(c) $U_s < E$ 时, 电流波形; (d) 轻载时, 电流波形

当 $U_s > E$ (电动机反电动势) 时, 电枢电流平均值 $I_a > 0$, 直流电动机作电动运行, 电流路径为①、②, 各时段电流波形如图 10.2-19 (b) 所示。

当 $U_s < E$ 时, $I_a < 0$, 直流电动机作制动运行, 电路路径为③、④, 各时段电流波形如图 10.2-19 (c) 所示。

轻载时, $I_a \approx 0$, 直流电动机交替作电动和制动运行, 4 种电流路径交替工作, 如图 10.2-19 (d) 所示。

可以看出, 具有制动功能的不可逆直流 PWM 系统电枢电流始终连续。

3.2 可逆调速系统

为实现四象限运行, 可逆直流 PWM 调速系统功率主电路常采用 H 型桥式结构, 根据功率开关器件驱动方式不同, 可分为单极性控制和双极性控制。

3.2.1 单极性控制

单极性控制下, 一个开关周期内电枢电压脉冲极性单一、不交变, 具体极性取决于 H 型桥臂元件驱动信号施加方式。在图 10.2-20 所示的施加方式下, VT1、VT2 驱动信号互补, VT3 常断、VT4 常通, 使电枢获得 A (+)、B (-) 的单一极性电压 U_a 。当 VT1 与 VT2、VT3 与 VT4 的驱动信号互换时, 则可使电枢上获得 A (-)、B (+) 单一极性的电压 $-U_a$ 。

在图 10.2-20 所示驱动脉冲安排下, 当 $U_s > E$ 时, $I_a >$

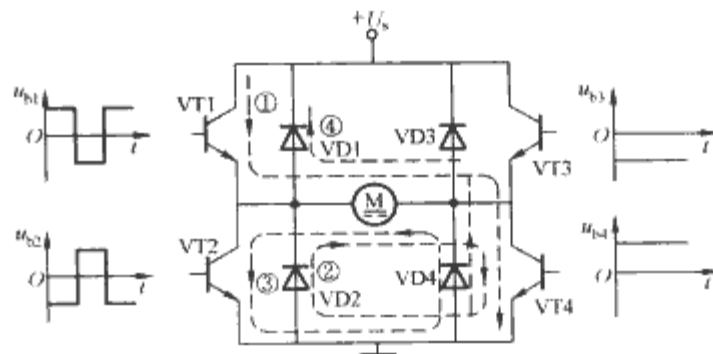


图 10.2-20 单极性控制可逆直流 PWM 调速系统

0, 直流电动机作电动运行, 电流路径为①、②, 各时段电流波形如图 10.2-21 (b) 所示。当 $U_s < E$ 时, $I_a < 0$, 直流电动机作制动运行, 电流路径为③、④, 各时段电流波形如图 10.2-21 (c) 所示。轻载时, $I_a \approx 0$ 但连续, 直流电动机交替作电动、制动运行, 4 种电流路径交替工作, 如图 10.2-21 (d) 所示。

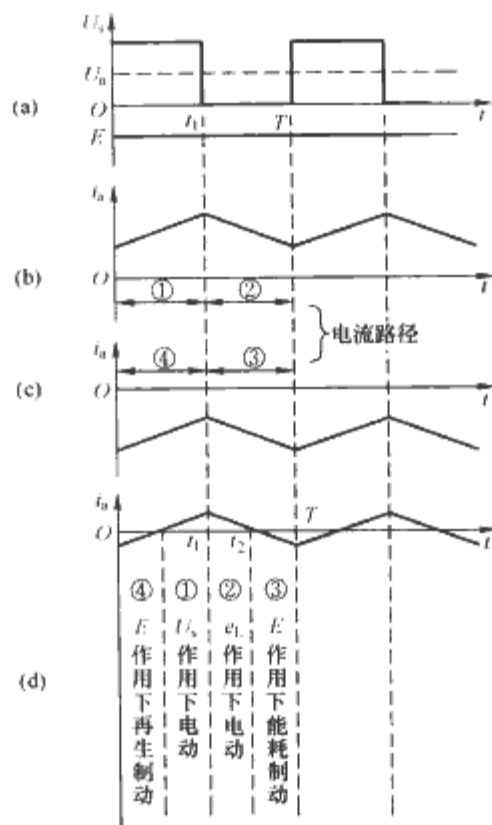


图 10.2-21 调速系统工作波形

(a) 电压波形; (b) $U_s > E$ 时, 电流波形;

(c) $U_s < E$ 时, 电流波形; (d) 轻载时, 电流波形

图 10.2-20 所示单极性电路中, 同侧桥臂上, 下开关元件 VT1、VT2 互补导通, 为防止同侧桥臂开关元件的直通短路, 应设置开关死区保护。此外还可采用受限单极性控制方式, 可有效防止桥臂元件直通, 其各开关元件驱动信号安排如图 10.2-22 所示。

同样, 若使 VT1 与 VT3、VT2 与 VT4 驱动信号互换,

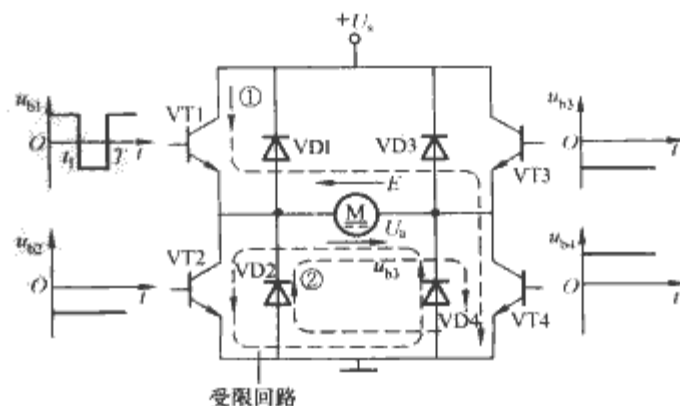


图 10.2-22 受限单极性可逆直流 PWM 调速系统

可获得另一种单极性的电压输出。

在图示驱动信号安排下,当 $U_s > E$ 时,电动机作电动运行,电流路径为①、②,各时段电压、电流波形如图 10.2-23 (a)、10.2-23 (b) 所示。当 $U_s < E$ 时,电动机应作制动运行,原图 10.2-20 中电流路径③因 VT3 一直截止而无法形成(受限制),故电流断续,如图 10.2-23 (c) 所示。

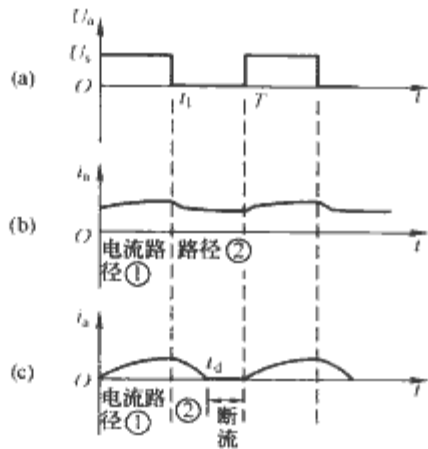


图 10.2-23 调速系统工作波形
(a) $U_s > E$ 时,电压波形; (b) $U_s > E$ 时,电流波形;
(c) $U_s < E$ 时,电流波形

因此,受限单极性控制下直流 PWM 系统轻载时可能出现电流断续现象,但可避免同侧桥臂开关元件的直通短路,大大提高了系统工作的可靠性。

3.2.2 双极性控制

双极性控制时 H 型桥功率开关器件分为两组: VT1、VT4 为一组, VT2、VT3 为一组;同组器件同时通、断,不同组器件互补通断,如图 10.2-24 及图 10.2-25 (a)、10.2-25 (b) 所示。输出电枢电压 U_a 在一个周期内正、负交变,具有两种极性,如图 10.2-25 (c) 所示。各时段电流路径、导通器件及电动机运行状态如图 10.2-25 (d) 所示。

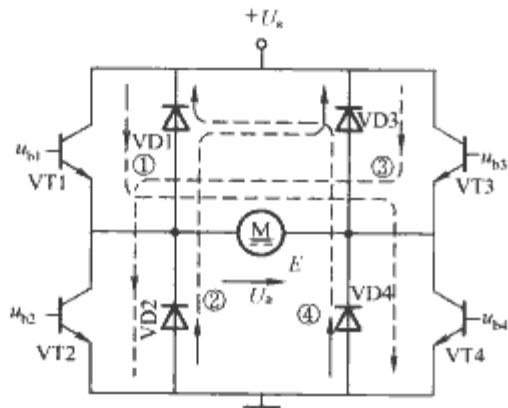


图 10.2-24 双极性控制可逆直流 PWM 调速系统

$0 \leq t < t_1$ 期间, VT1、VT4 导通,在 $U_s > E$ 作用下,形成电流路径①,电动机作电动运行。

$t_1 \leq t < T$ 期间, VT1、VT4 关断,在电枢自感电动势 $e_L = L di_a / dt$ 作用下, i_a 经 VD2、VD3 续流,形成电流路径②,电动机作电动运行,使 e_L 减小,可能在 $t_1 < t_2 < T$ 处 i_a 衰减为零。

$t_2 \leq t < T$ 期间, V2、V3 导通,在 $(U_s + E)$ 作用下,形成路径③,电动机作反接制动运行。

$T \leq t < T + t_1$ 期间, VT2、VT3 关断,在 $(U_s + e_L)$ 作用下, i_a 经 VD1、VD4 续流,形成电流路径④,电动机作再生制动运行,直至 $t = t_3$ 时刻反向电流衰减为零, VT1、

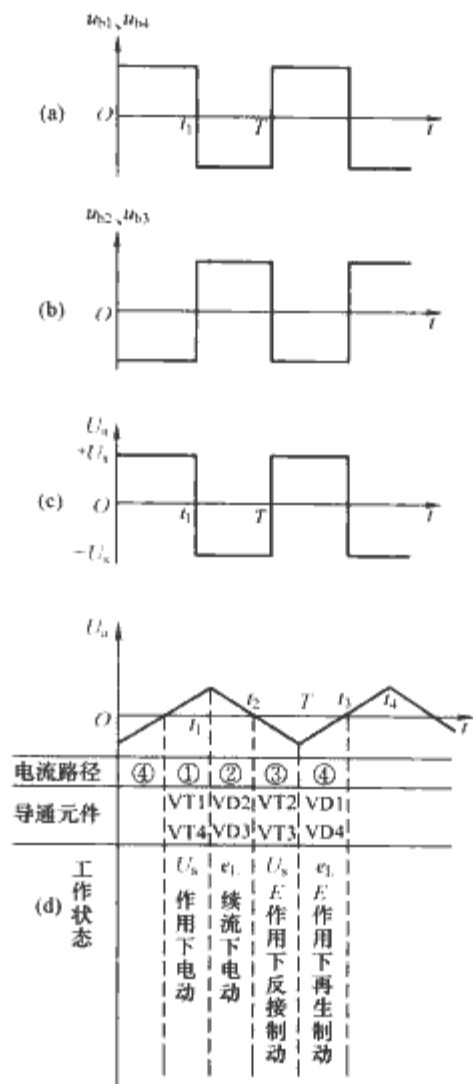


图 10.2-25 调速系统工作波形
(a) u_{b1} 、 u_{b4} 波形; (b) u_{b2} 、 u_{b3} 波形;
(c) U_a 波形; (d) 各时段电流路径导通器件及电动机运行状态

VT4 重新开始导通,开始新的一个周期。

双极性调制控制下, $t_1 \leq t < T$ 期间电枢电压 $U_a = +U_s$, $t_1 \leq t < T$ 期间 $U_a = -U_s$, 则一周内电枢电压平均值为

$$U_a = \frac{t_1}{T} U_s - \frac{(T - t_1)}{T} U_s = (2 \frac{t_1}{T} - 1) U_s \quad (10.2-19)$$

可见改变 t_1 位置(驱动信号占空比)即可控制电枢电压平均值的极性,也控制了电动机的转向。

特别值得注意的是当 $t_1 = T/2$ 时, $U_a = 0$, 电动机静止,但实际电枢电压正负脉宽相等,使电枢电流交变,电动机产生高频微振转矩,可起到消除静摩擦的动力润滑作用。

双极性控制可逆直流 PWM 系统有如下优点:

- 1) 电流连续。
- 2) 电动机可四象限运行。
- 3) 控制驱动信号的占空比即可控制转向及相应转速。
- 4) 电动机静止时转矩高频微振,能消除静摩擦死区,有利于起动。
- 5) 低速性能好,调速范围达 1:20 000。
- 6) 低速时每个开关器件的驱动脉冲足够宽,可保证器件可靠导通。

双极性控制 H 型桥可逆直流 PWM 系统广泛应用于高性能直流伺服传动中。

第3章 电力电子技术在交流传动中的应用

1 交流调速传动概述

交流电动机包括异步电动机、同步电动机和开关磁阻电动机。这类电动机结构简单、坚固耐用、造价较低、运行可靠，特别是笼型异步电动机和永磁同步电动机更可免维护，在单机容量、速度极限、供电电压等方面均优于直流电动机，在国民经济各个领域获得了广泛应用。由于交流电动机是一个多变量、强耦合、非线性、时变的复杂系统，从原理上看其调速性能不如直流电动机，但随着电力电子技术、微电子技术、微机控制技术和电动机控制理论的发展，使交流电动机调速技术得到了飞速地发展并进入了工业实用。特别是矢量变换控制和直接转矩控制技术等高性能交流调速技术的出现，使交流调速系统性能已能与直流调速相媲美，交流调速传动已成为电力传动的主流技术。

交流调速传动可按交流电动机转速 n 公式进行分类。

1.1 同步电动机

$$n = \frac{60f}{p} = n_s \quad (10.3-1)$$

式中： p 为极对数； f 为供电频率； n_s 为同步速。

因此同步电动机只有变频方式调速，但可进一步分为他控式和自控式两种变频控制方式。

1.2 异步电动机

$$n = (1-s)n_s \quad (10.3-2)$$

因此有：

(1) 变同步速调速。包括变频调速和变极对数调速（只对笼型异步电动机有效）。

(2) 变转差调速。这是一种为异步电动机所特有、改变电动机转差功率消耗的调速方式，具体实现方法有调压调速、转子串电阻调速、串级调速（双馈调速）、电磁转差离合器（电磁调速电动机调速）。

2 异步电动机调速控制

2.1 变频调速

2.1.1 变频调速理论

变频调速是一种改变交流电动机定子绕组供电频率、从而改变同步速的一种调速方法，适用于采用旋转磁场工作原理的异步电动机、同步电动机。

根据交流电动机原理，电动机调速时为保持其运行特性不变，必须确保电动机气隙磁通 Φ_m 额定。三相异步电动机定子每相电动势有效值为

$$E_1 = 4.44 f_1 W_1 k_{w1} \Phi_m \quad (10.3-3)$$

式中： E_1 为定子每相电动势有效值，V； f_1 为定子供电频率，Hz； W_1 为定子每相串联匝数； k_{w1} 为定子基波绕组系数； Φ_m 为每相气隙磁通，Wb。

电动机一旦选定，结构参数确定，则有 $\Phi_m \propto \frac{E_1}{f_1}$ ，说明只要协调地控制 E_1 、 f_1 ，就可达到控制 Φ_m 的目的。因此，

变压变频是变频调速最基本的控制原则。由于 E_1 为内部量，可采用控制定子端电压 $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1$ 来实现。其规律是：

(1) 基频以下调速。当运行频率不是最低时，可忽略定子漏阻抗压降 $\dot{I}_1 Z_1$ ，有 $U_1 \approx E_1$ 。实行恒压频比 $U_1/f_1 = C$ 控制即可维持气隙磁通恒定。当运行频率很低时，不能忽略定子电阻压降影响，必须抬高 U_1 以维持 $E_1/f_1 \approx C$ 。这样基频 f_{1N} 以下保持了恒磁通运行，获得了恒转矩调速特性，如图 10.3-1 中 $f_1 \leq f_{1N}$ 区间所示。

(2) 基频以上调速。当运行频率 $f_1 \geq f_{1N}$ 后，鉴于电动机和变频装置电压额定值限制，只能维持 $U_1 = U_{1N}$ 运行，这样， $\Phi_m \propto U_1/f_1$ 随 f_1 上升而下降，进入弱磁运行。随着电动机转速上

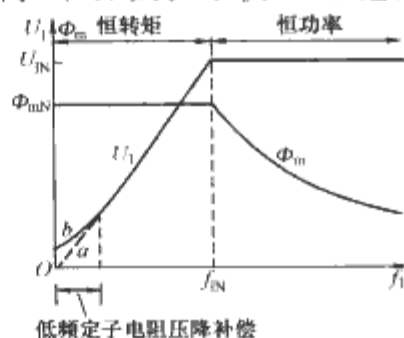


图 10.3-1 异步电动机变频调速控制方式

升电磁转矩减小，电动机获得近似恒功率调速特性，如图 10.3-1 中 $f_1 \geq f_{1N}$ 区间所示。

实际调速传动中实现频率换主要有两种方式：交—直—交变频和交—交变频。

2.1.2 交—直—交变频调速

交—直—交变频器由整流器和逆变器两部分构成，并在整流器与逆变器之间的直流环节接入滤波元件。当滤波元件为大电容时，逆变器具有电压源型内阻特性，构成交—直—交电压源型变频器；当滤波元件为大电感时，逆变器具有电流源型内阻特性，构成交—直—交电流源型变频器。此外，在逆变器的输出特性控制上，还可以区分为方波（六阶梯波）逆变器和 PWM 逆变器。

2.1.2.1 交—直—交电压源型方波变频器

方波（六阶梯波）电压源型变频器电路拓扑如图 10.3-2 所示。其中可控整流器实现调压，逆变器实现变频，直流环节采用大电容滤波平滑整流电压纹波，构成电压源内阻特性，适用于多台电动机协同调速传动。逆变器采用方波（六阶梯波）电压输出，含有较多低次谐波；配合逆变器电压源内阻特性，其功率开关器件多采用 180° 导通型。当拖动异步电动机感性负载工作时，逆变器每个开关器件旁必须反并联续流二极管，为负载无功电流提供通路；当逆变器功率开关元件采用晶闸管时，必须设置强迫换流回路。

主要参数计算：

(1) 直流滤波电容。根据允许的直流电压脉动率计算

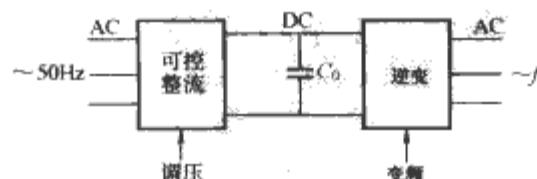


图 10.3-2 交—直—交电压源型变频器

$$C_0 = \frac{100AI}{k\omega U_d} \tag{10.3-4}$$

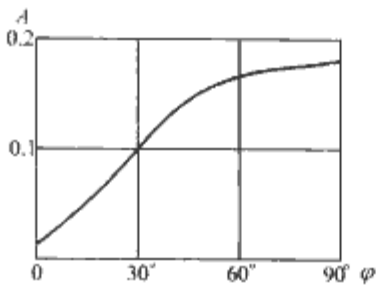


图 10.3-3 系数 A 函数曲线

式中： C_0 为直流滤波电容，F； A 为与负载功率因数角 φ 有关的系数，可由图 10.3-3 查得； I 为逆变器输出电流有效值，A； ω 为逆变器输出角频率，rad/s； U_d 为直流母线电压，V； k 为直流电压允许脉动率，%。

(2) 换流回路参数。电压源型逆变器晶闸管元件常采用串联电感式和带辅助换流晶闸管式强迫换流电路，其主要参数见表 10.3-1。

表 10.3-1 电压源型逆变器典型换流回路主要参数

换流回路类型	串联电感式	带辅助换流晶闸管式
线路结构 (一相)		
换流电容 C (F)	$2.35t_0 I_L / U_d$	$1.08t_0 I_L / U_d$
换流电感 L (H)	$2.35t_0 U_d / I_L$	$0.336 U_d / I_L$
主晶闸管电压 U (V)	$1.48 U_d$	$1.2 U_d$

注 t_0 为晶闸管应承受的反压时间。

2.1.2.2 交—直—交电压源型 PWM 变频器

常规交—直—交电压源型变频器采用可控整流器调压、逆变器变频的 PWM 控制方式，其输入、输出特性俱差：低速（低频）运行时整流器作深调制，输入功率因数差、输入电流畸变；输出电压为方波，低次谐波严重，导致电动机谐波电流大、损耗增加，谐波转矩及振动、噪声严重。为改善变频器输入特性可采用二极管不控整流器，为改善输出特性逆变器采用高频自关断器件实现脉宽调制（PWM）控制，使其输出为按一定规律改变脉宽的等幅脉冲波，其基波成分大，谐波成分少，且高频化，影响小，易滤除。改变脉冲的宽度实现基波电压幅值调节，改变脉宽变化的周期实现基波电压的频率调节，从而在同一个逆变器中同时实现了变频和调压双重功能，其原理框图如图 10.3-4 所示。

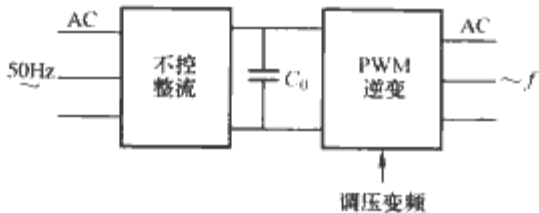


图 10.3-4 交—直—交 PWM 型变频器原理框图

(1) PWM 控制。PWM 控制主要是脉宽调制波形的生成方式控制，可从不同角度予以分类。

1) 按调制方式。

a. 自然采样法。将调制波信号 u_R 与等腰三角形载波信号 u_T 直接比较，以两波形的交点时刻作为逆变器功率器件的开关时刻，以此生成逆变器输出 PWM 波形，如图 10.3-5 所示。调制信号波形有：①矩形波（PWM 调制），输出等脉宽波；②正弦波（SPWM 调制），输出正弦脉宽波；③马

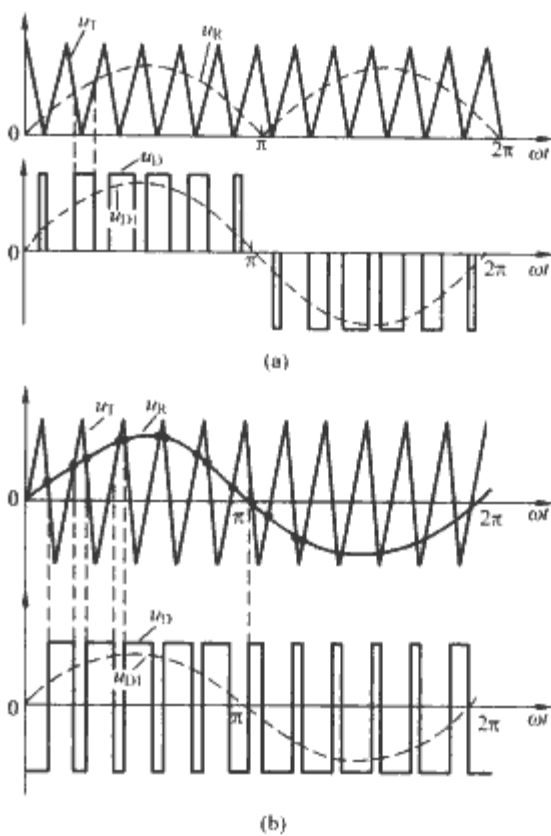


图 10.3-5 自然采样法 PWM 控制

(a) 单极性 PWM 控制方式波形；(b) 双极性 PWM 控制方式波形

鞍波，为正弦波基础上叠加三次谐波，可使逆变器直流电压利用率提高 16%，开关次数减少 30%。

根据调制波、载波及输出 PWM 波形的极性，又可分为单极性控制及双极性控制。

b. 规则采样法。在自然采样法的数字实现中，难以实时求解逆变器的开关时刻，可将调制波与载波相交部分作简化处理。在每个采样周期内将调制波处理成与横轴平行的直线段，替代原来的斜线与三角波相交，以此求解交点产生出功率器件开关信号。

c. 指定谐波消去法。以 1/4 周期内开关次数最少为目标，以消除对系统影响最严重的某几次谐波（使之为零）为原则，利用富氏级数分解方法，求解出相应器件的开关角，实现逆变器脉宽调制控制。

d. 电流跟踪控制法。又称电流滞环控制 PWM。它将负载（电动机）电流与正弦波参考电流相比较，通过逆变器开关控制，使负载电流在以参考电流为基准的设定滞环内变化，获得近似正弦的电流输出，以此形成逆变器的 PWM 电压波形，如图 10.3-6 所示。本质上这是一种电流源型 PWM，用于交流传动有良好的电流保护功能，但有开关频率不恒定的问题。

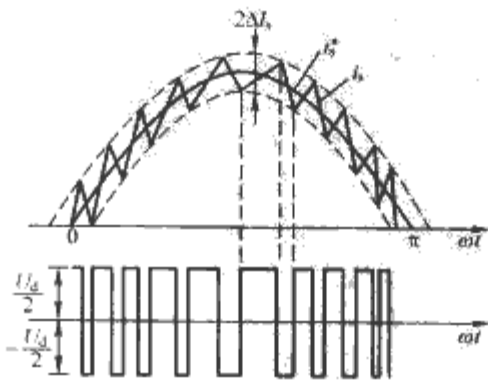


图 10.3-6 电流跟踪控制 PWM

e. 磁链跟踪控制法。将逆变器与交流电动机作为整体考虑，通过对逆变器开关状态组合的控制，形成不同的三相电压空间矢量（综合矢量），使电动机内部产生的实际磁链

运动轨迹尽可能地逼近电网供电下的理想圆形磁链轨迹。逼近过程中电压空间矢量不断修正,逆变器开关状态不断变化,由此产生出一种新型 PWM 调制方式。由于采用电压空间矢量来实现对磁链矢量运动轨迹的圆化追踪控制,又称电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM)。

图 10.3-7 所示为三相桥式逆变电路的 8 种开关状态及相应输出的 6 个有效电压空间矢量和 2 个零电压矢量,根据电压矢量的积分为磁链增矢量的概念可以获得交流电动机定子磁链的轨迹。图 10.3-8 所示为磁链轨迹平面按 $N=12$ 分区,采用三段逼近式磁链跟踪圆化处理的定子磁链轨迹,表 10.3-2 所示为相应各分区主、辅电压空间矢量,图 10.3-9 所示为相应 SVPWM 输出 A、B 相电压 u_{AO} 、 u_{BO} 及线电压 u_{AB} 波形。

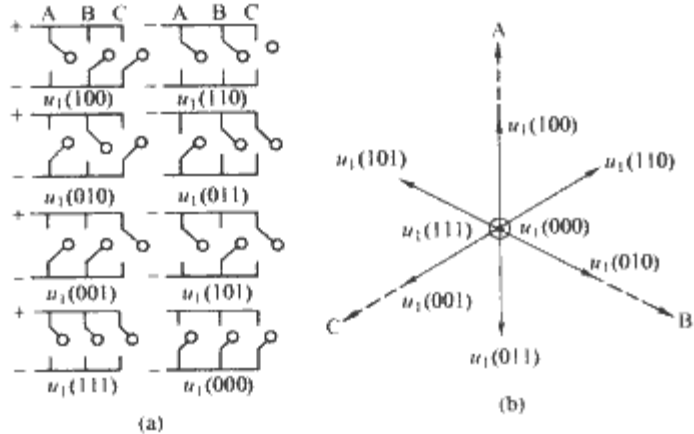


图 10.3-7 三相桥式逆变器开关状态及电压空间矢量
(a) 开关状态; (b) 电压空间矢量

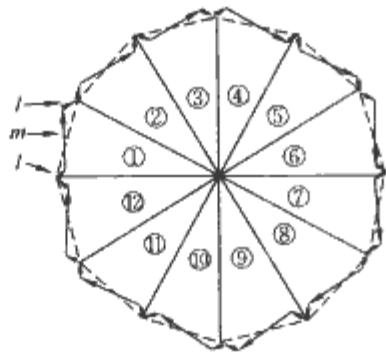


图 10.3-8 $N=12$ 三段逼近式磁链跟踪轨迹

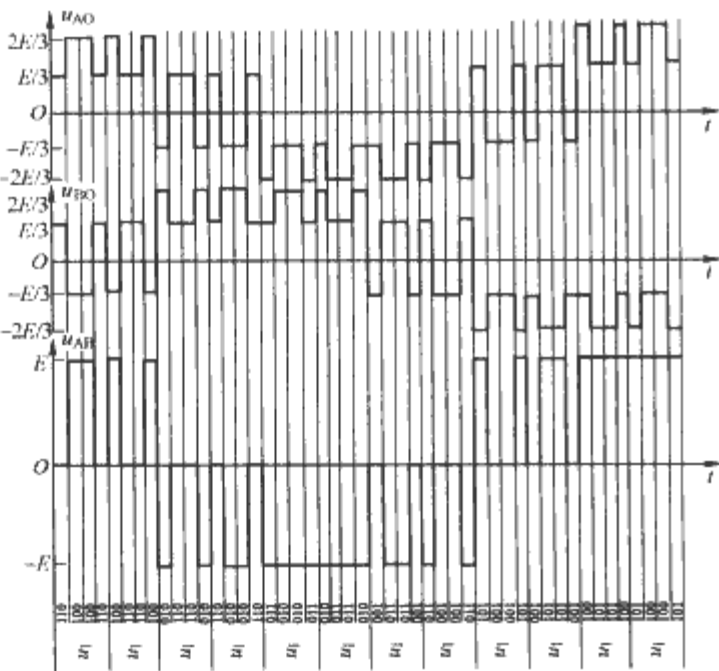


图 10.3-9 图 10.3-8 所列相应 SVPWM 输出波形

SVPWM 采用三相统一处理,操作简单方便,易于实现全数字控制,直流电压利用率高,呈现取代 SPWM 的趋势。

表 10.3-2 图 10.3-8 所示的各区间主、辅电压空间矢量

区间	①	②	③	④	⑤	⑥
m 矢量	$\overline{u_1}(100)$	$\overline{u_1}(110)$	$\overline{u_1}(110)$	$\overline{u_1}(010)$	$\overline{u_1}(010)$	$\overline{u_1}(011)$
l 矢量	$\overline{u_1}(110)$	$\overline{u_1}(100)$	$\overline{u_1}(010)$	$\overline{u_1}(110)$	$\overline{u_1}(011)$	$\overline{u_1}(010)$
区间	⑦	⑧	⑨	⑩	⑪	⑫
m 矢量	$\overline{u_1}(011)$	$\overline{u_1}(001)$	$\overline{u_1}(001)$	$\overline{u_1}(101)$	$\overline{u_1}(101)$	$\overline{u_1}(100)$
l 矢量	$\overline{u_1}(001)$	$\overline{u_1}(011)$	$\overline{u_1}(101)$	$\overline{u_1}(001)$	$\overline{u_1}(100)$	$\overline{u_1}(101)$

2) 按功率器件控制方式。

a. 单极性控制。在逆变器的输出半周期内,同一桥臂的上、下开关器件一个关断,一个作通、断开关,使半周期内输出相电压呈单极性,如图 10.3-5 (a) 所示。半周期内的调制波和载波也呈单极性,输出电压的正、负半周波形依靠极性控制信号切换形成。

b. 双极性控制。在逆变器的输出半周期内,同一桥臂的上、下开关器件互补地作通、断控制,使半周期内输出相电压正、负交替,呈现双极性,如图 10.3-5 (b) 所示。半周期内调制波和载波也均呈双极性特征,因而无需极性控制信号来形成输出电压的正、负半周。双极性控制比单极性控制具有更大的基波电压值。

3) 按调制波与载波关系。在 SPWM 调制中,载波与调制波幅值之比称调制比,频率之比称载波比。

a. 异步调制。变频时调制波频率变化而载波频率固定,使载波比随输出频率降低而升高,可增加每半周期内输出电压波形内的脉冲数,有利于改善电动机低频运行性能。但不能保证变频时波形的稳定性和三相对称性。

b. 同步调制。变频时保持载波比固定不变,使任意频率下每半周期内输出电压波形脉冲数不变,确保波形的稳定性和三相对称性。但低频时会因半周期内脉冲数少而恶化电动机运行性能,特别是转矩脉动和运行平稳性。

c. 分段同步调制。综合异步与同步调制的长处,将整个运行频率范围划分为几个区间,不同频率区间有不同的调制比,同一频率区间用同一调制比。分段原则是注意最大限度地利用所选功率器件的开关频率。如图 10.3-10 所示,即低速时采用异步调制并充分利用功率器件的开关频率(图中设为 GTR, 2kHz),其余各段均设置一适当载波比 $N = \frac{f_T}{f_R} = 3k$ (f_T 为载波频率, f_R 为调制波频率, k 为整数),实行同步调制。随着运行频率的增高,减小 N 以保持器件开关频率在一个合理范围,当运行频率达额定值 f_N 后,改为方波输出 ($N=1$),以充分利用直流电源电压。

4) 按实现方式。

a. 模拟方式。采用模拟电子技术实现 PWM 信号的生

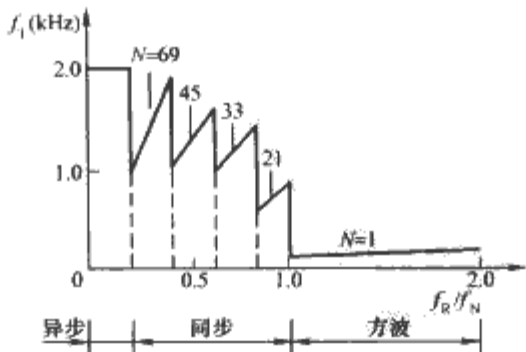


图 10.3-10 SPWM 调制控制曲线

成,因线路复杂、可靠性差,现已较少使用。

b. 数字方式。以微机(微处理器、数字信号处理器 DSP)为硬件基础,采用软件编程实现 PWM 波形生成,具有控制灵活、可靠性高、成本低优点,是 PWM 实现的主要方式。

c. 专用芯片。一种生成 PWM 波形的集成电路,如 HEF4752、SLE4520 等,多用于通用变频器。

(2) 桥臂元件开关死区对 PWM 变频器输出的影响。双极性 PWM 调制中,逆变器同相桥臂上、下功率器件驱动信号互补,而实际功率器件存在有开通与关断过程,开关过程中易发生同相桥臂上、下元件直通短路,造成逆变器故障。为保证逆变器的工作安全,必须在上、下桥臂元件驱动信号之间设置一段死区时间 t_d ,使上、下桥臂元件均关断。一般选定 $t_d=2\sim 5\mu\text{s}$ (IGBT) 或 $t_d=10\sim 20\mu\text{s}$ (GTR)。死区时间的存在使变频器输出电压波形偏离了按 PWM 控制设计的理想波形,产生电压谐波,造成输出电压损失,使交流电动机变频调速系统性能恶化。

1) 死区对输出电压波形的影响。以图 10.3-11 所示三相 SPWM 逆变器 A 相桥臂元件 VT1、VT4 开关过程波形图 10.3-12 为例说明。无开关死区的理想 A 相电压波形 u_{AO}^* 如图 10.3-12 (a) 所示;设置死区时间 t_d 的 VT1、VT4 驱动信号 u_{g1} 、 u_{g4} 及实际输出 A 相电压波形 u_{AO} 分别如图 10.3-12 (b)、(c)、(d) 所示。由于死区时间 VT1、VT4 均阻断,异步电动机感性电流 i_A (滞后于 A 相电压基波功率因数角 φ) 将通过 VD1 或 VD4 续流,取决于 i_A 流向。当 $i_A > 0$ 时,VT1 关断后 VD4 续流,电动机 A 点电位被钳位于 $-U_d/2$;当 $i_A < 0$ 时,VD1 续流, A 点电位被钳于 $+U_d/2$ 。这样,当 $i_A > 0$ 时实际 u_{AO} 的负脉冲增宽、正脉冲变窄;当 $i_A < 0$ 时 u_{AO} 变化反之。A 相电压的实际输出 u_{AO} 与理想输出 u_{AO}^* 之差为一系列脉冲电压 u_{ef} , 如图 10.3-12 (e) 所示,一周期 T 内的平均值可等效为矩形波的平均偏差电压 U_{ef}

$$U_{ef} = \frac{t_d U_d N}{T} \quad (10.3-5)$$

式中: $N = \frac{f_T}{f_R}$ 为载波比。

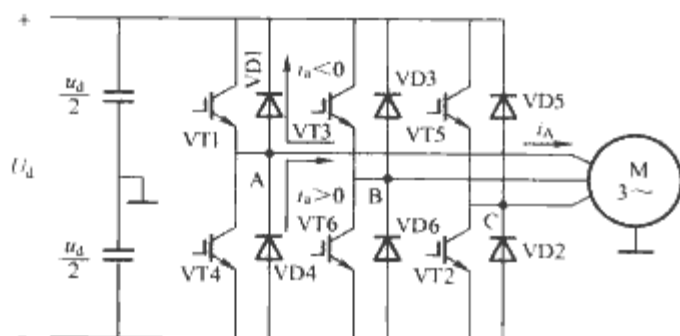


图 10.3-11 电压源型 PWM 逆变器

偏差电压 U_{ef} 的基波幅值为

$$U_{ef1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{t_d U_d N}{T} \quad (10.3-6)$$

这样,死区对变频器输出的影响规律为:

1) 计及死区效应的实际输出电压基波幅值比不计死区效应的理想情况减小,且电动机运行功率因数越好,影响越大。

2) 随着变频器输出频率的降低,死区影响增大,故低频、低速运行时,死区效应会更严重。

3) 理想输出 SPWM 波形中只存在与载波比有关的高次谐波,不存在低次谐波。但计及死区效应后,变频器输出波

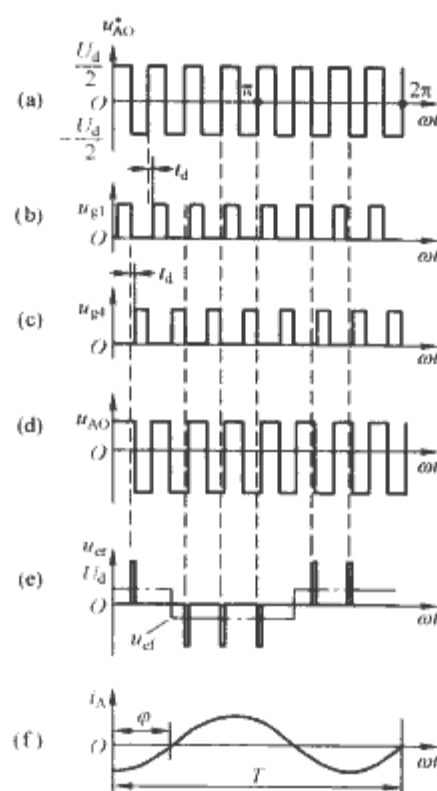


图 10.3-12 桥臂死区对逆变器输出电压波形影响

形发生畸变,存在非 3 倍数低次谐波,引起电磁转矩脉动,甚至发生机组振荡。

死区的影响在各种调制类型 PWM 变频器中均存在,应采取相应死区补偿措施来消除。

2.1.2.3 交—直—交电压源型变频器的四象限运行

四象限运行的核心是能量从负载向电源的回馈。交—直—交电压源型变频器采用大电容滤波,直流环节电压 U_d 极性不能改变;若负载电动机作发电运行,直流环节电流 I_d 将改变流向,促使能量从负载泵入电容,引起 U_d 升高。此时必须采取能量消耗或回馈电源的措施予以抑制。

(1) 能耗制动。在直流母线上并接能耗电阻 R_0 及电子开关 VT0,当 U_d 高于设定值时 VT0 导通,使回馈能量通过 R_0 泄放而使 U_d 下降,电动机产生制动转矩,如图 10.3-13 所示。由于受能耗电阻温升限制,该方法只能用于小功率及无需快速制动的场合。

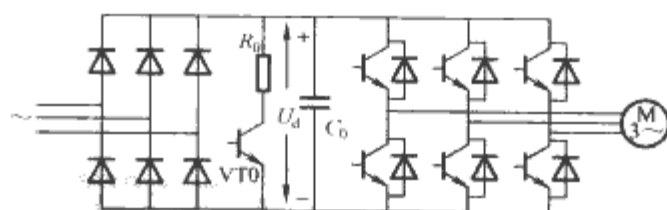


图 10.3-13 能耗制动系统

(2) 再生制动。在原系统不控整流器旁反并联一套可控整流器,使其工作在有源逆变状态,将负载电动机回馈至直流环节能量反馈回电网,实现再生制动,如图 10.3-14 所示。由于电网侧、电动机侧变流器均可控,故可实现真正四象限运行,多用于容量较大和需要快速可逆运行的场合。

(3) 双 PWM 方式。一般电压源型 PWM 变频器采用不控整流器实现交—直变换,以期改善变频器输入功率因数。但由于二极管整流器直流侧接有大容量滤波电容,只有当交流电压瞬时值超过电容电压时二极管才导通,才有充电电流流通;当交流电压瞬时值低于电容电压时电流便终止,因此整流器输入电流呈脉冲形,如图 10.3-15 所示。虽分解出的基波电流与交流电压同相位,基波位移因数 $\cos\varphi_1=1$,但电流波形畸变,具有很大谐波,使电流基波因数 $\gamma=I_1/I$ (基

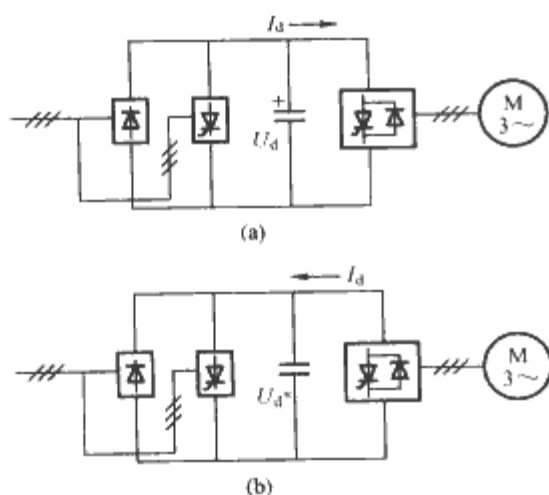


图 10.3-14 再生制动系统原理

(a) 电动运行；(b) 发电运行

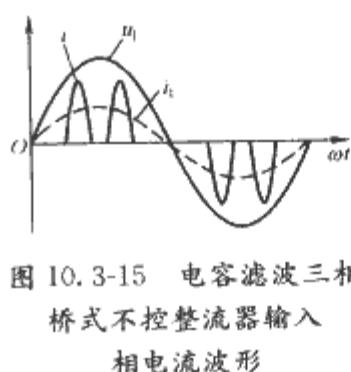


图 10.3-15 电容滤波三相桥式不控整流器输入相电流波形

波电流有效值与总电流有效值之比) < 1 ，变频调速系统的输入功率因数 $\lambda = \gamma \cos \varphi_1 < 1$ ，仍然较差。为彻底改善功率因数，直—交变换采用 PWM 整流方式，构成双 PWM 交—直—交变频电路，如图 10.3-16 所示。这种交—直—交变频电路的整流器与逆变器均采用自关断器件构成，当电动机作电动运行时，整流器通过闭环作 PWM 控制，使输入电流正弦，并与电网电压同相位，获得单位功率因数，极大减少了输入电流谐波；当电动机作制动运行时，直流母线电压 U_d 高于电网电压，整流器工作在逆变状态，将电动机动能反馈回电网，实现再生制动。双 PWM 变频器是一种具有能量双向流动能力和极优良输入、输出特性的变频器。

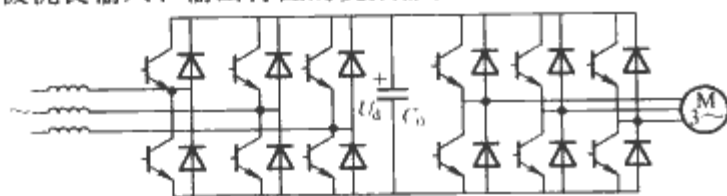


图 10.3-16 双 PWM 变频调速系统

2.1.2.4 交—直—交电流源型变频器

交—直—交电流源型变频器电路拓扑如图 10.3-17 所示，直流环节采用大电感滤波构成电流源内阻特性。在直流电流方向不变的条件下，可以通过简单地改变整流器、逆变器触发角实现四象限运行，如图 10.3-18 所示。因此，电流源型变频器多用于要求频繁起制动和动态性能要求较高的中、大功率交流传动场合。

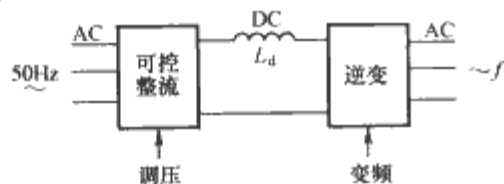


图 10.3-17 交—直—交电流源型变频器电路拓扑

电流源型逆变器晶闸管元件依靠换流电容和电动机漏感的谐振完成换流（换相），图 10.3-19 所示为典型串联二极管式电流源型逆变电路。图中， $C_1 \sim C_6$ 为换流电容，VD1~VD6 为隔离二极管，用于使换流回路与负载电动机相隔离。逆变器晶闸管为 120° 导通型，除换流期间三相均通电外，其余时间只有分属不同相的桥臂上、下两晶闸管导

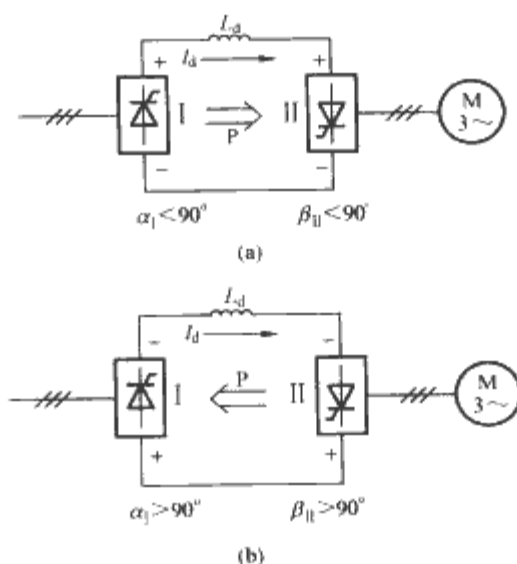


图 10.3-18 电流源型变频器四象限运行

(a) 电动运行；(b) 发电运行

通，负载两相轮流导通。由于负载电动机绕组为换流电路的一部分，使换流过程要比电压源型逆变器复杂，将包括晶闸管之间、二极管之间的换流以及电动机两相之间的换相全部过程。图 10.3-20 所示为由 VT5、VT6 导通（电动机 C、B 相通电）到 VT1、VT6 导通（电动机 A、B 相通电）的换流过程。

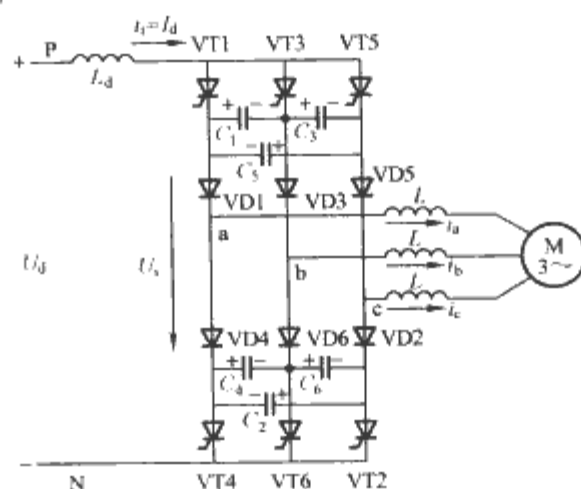


图 10.3-19 典型串联二极管式电流源型逆变电路

(1) 换流前。VT5 (VD5)、VT6 (VD6) 导通，电动机 C、B 相通电，电容 C_5 充有左（-）、右（+）极性电压，为以后关断 VT5 作准备，如图 10.3-20 (a) 所示。

(2) 晶闸管换流与恒流充、放电。触发导通 VT1 后， C_5 上电压反向施加在 VT5 上使之关断，负载电流 I_d 经 VT1、VD5 对 $(C_1 + C_3) // C_5$ 电容组作恒流充电，使电容组电压极性反向，如图 10.3-20 (b) 所示。当 C_5 上电压 u_{c5} 等于电动机 A、C 相间线电压 u_{AC} 时，VD1 导通，进入 VD5 至 VD1 的二极管换流。

(3) 二极管换流。VD1、VD5 同时导通时， $(C_1 + C_3) // C_5$ 电容组与电动机 A、C 相绕组漏感构成串联谐振，使 A 相二极管间负载谐振换流，如图 10.3-20 (c) 所示。由于 A、C 相绕组电流迅速变化，将在电动机绕组漏电感上引起很大自感电动势 $L di/dt$ ，叠加在正弦反电动势上，使相电压出现高达 1.5 倍额定电压的换流尖峰，须采取相应过电压吸收和尖峰抑制措施。

(4) 换流后。电动机相电流 $i_A = I_d$ 、 $i_C = 0$ 时，二极管换流结束，进入 VT1、VD1 与 VT6、VD6 及电动机 A、B 相稳定导通阶段，如图 10.3-20 (d) 所示。电容 C_1 上电压左（+）、右（-），为下次强迫关断 VT1 作准备。

在直流电流 I_d 完全平直、逆变器输出电流为方波的理

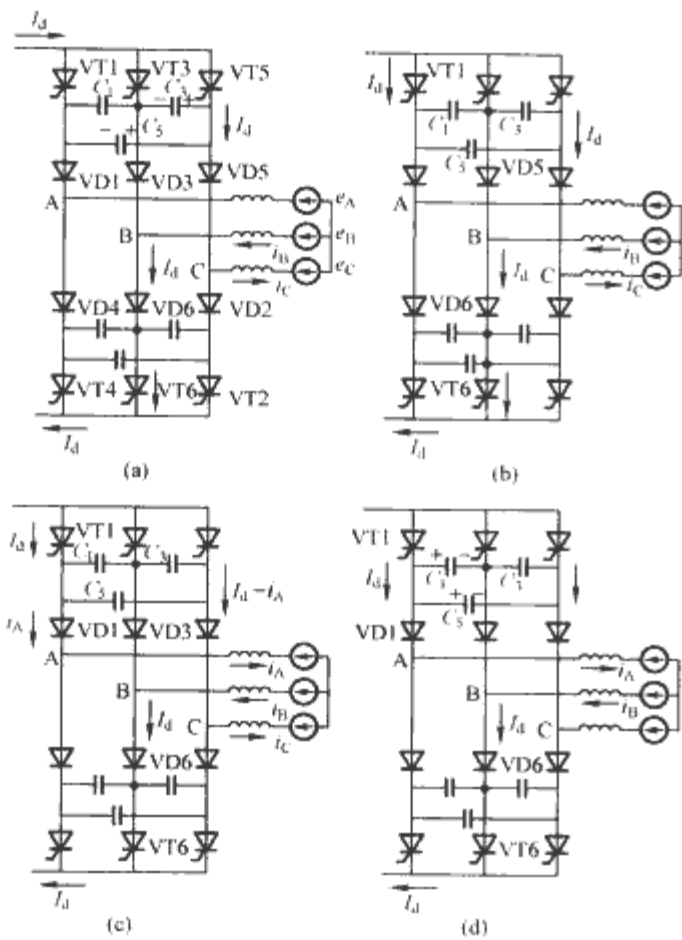


图 10.3-20 串联二极管电流源型逆变器换流过程
(a) 换流前; (b) 晶闸管换流与恒流充、放电;
(c) 二极管换流; (d) 换流后

想条件下, 主回路参数可按表 10.3-3 计算。

表 10.3-3 串联二极管式电流源型
逆变器主回路参数计算

参数	计算公式	符号说明
直流环节 电压 U_d (V)	$3\sqrt{2}U_m \cos \varphi / \pi$	U_m —— 逆变器输出交流电 压有效值, V $\cos \varphi$ —— 电动机基波位移 因数
换流 电容 C (μ F)	$(t_0 - 3\sqrt{2}U_m \sin \varphi / I_d)^2 / 3L$	t_0 —— 晶闸管反压时间, μ s L —— 电动机每相漏 感, μ H I_d —— 直流环节电流, A
晶闸管电压 U_T (V)	$I_d \sqrt{4L/3C} + \sqrt{2}U_m \sin \varphi$	
隔离二极管 电压 U_2 (V)	$1.5[I_d \sqrt{4L/3C} + \sqrt{2}U_m]$	
晶闸管、隔离 二极管电流 I_T (A)	$\sqrt{2}\pi I_m / 6$	I_m —— 逆变器输出相电流 有效值, A

2.1.2.5 高压、大容量变频器

当交流电动机额定电压超过 3~6kV、容量超过 1MW 后, 调速系统中变频装置需作特殊设计。目前常用方案除交—交变频器、交—直—交电流源型变频器外, 还有多重化或多电平化电压源型、PWM 型、单元串联多电平 PWM 等型变频器。

(1) 多重化变频器。多重化就是将变频装置几个逆变器的输出矩形波在相位上错开一定角度进行叠加, 使之获得尽可能接近正弦波的多阶梯波, 也扩大了变频器的输出容量。从电路输出和波形看, 可分为串联多重化和并联多重化两种。串联多重化是将几个逆变器输出串联, 如图 10.3-21 所示,

多用于电压源型变频器; 并联多重化是将几个逆变器的输出并联起来, 如图 10.3-22 所示, 多用于电流源型变频器。

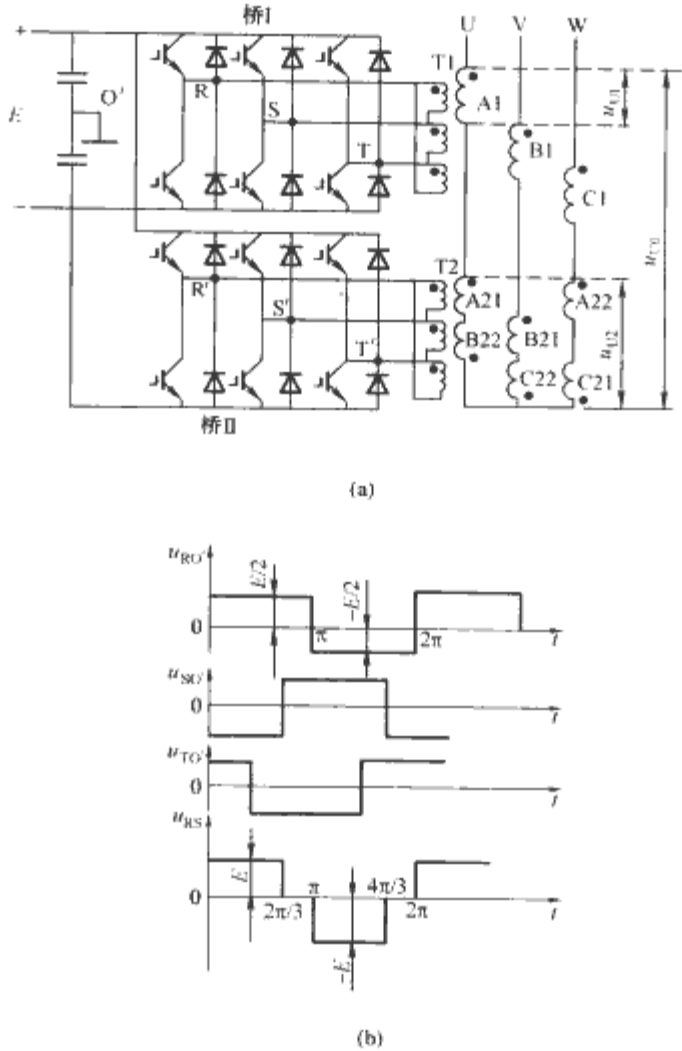


图 10.3-21 三相电压源型二重化变频器及输出波形
(a) 二重化逆变电路; (b) 输出电压波形

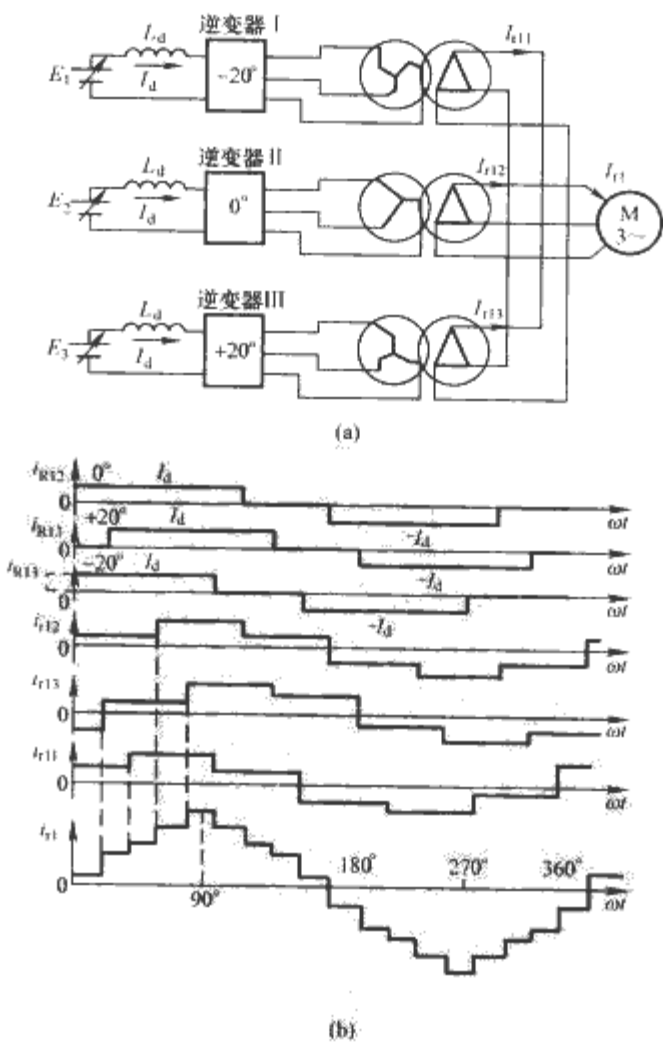


图 10.3-22 三相电流源型三重化变频器及输出波形
(a) 三重化逆变电路; (b) 输出电流波形

(2) 多电平变频器。多电平是一种采用单一逆变器实现几个电平合成阶梯波以逼近正弦波输出的处理方式。由此构成的多电平变频器减少了输出电压谐波,改善了输出特性,降低了功率开关器件的电压定额,提升了变频器的容量,适应高压、大容量调速传动的需要。图 10.3-23 所示为三相三电平 PWM 型变频器及其输出电压波形(为清楚起见,未画成 PWM 波)。由于控制时序使任何两串联器件不会同时作通、断转换,故不存在器件动态均压问题。如果输入级也采用多电平 PWM 整流器,则变频调速系统输入功率因数接近于 1,谐波失真小于 3%,可四象限运行,适合于轧机、卷扬机等要求高动态性能及有四象限运行要求的使用场合。

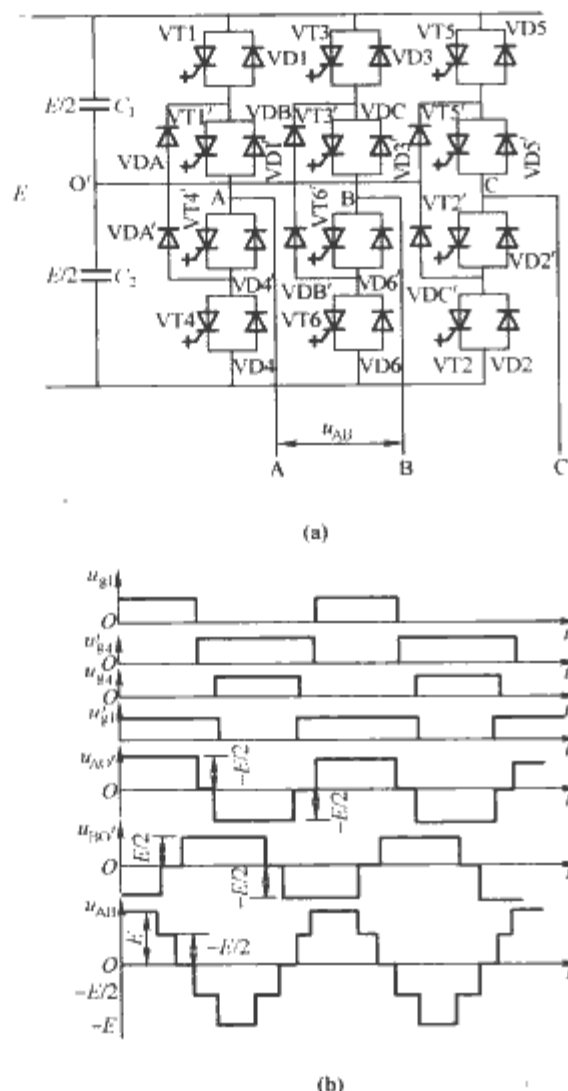


图 10.3-23 三相三电平 PWM 型变频器及其输出电压波形

(a) 三电平逆变电路; (b) 输出电压波形(未画 PWM)

(3) 单元串联高压变频器。这种变频器采用低压 H 型桥式 PWM 逆变单元串联来实现变频高压输出,如图 10.3-24 所示。每个单元由输入变压器的一组一次绕组供电,各组二次绕组间相互错开一对称相角,以构成多重化的不控整流方式,减少了输入谐波,提高了输入功率因数。单元电路为三相输入、单相输出的交—直—交电压源型变频电路,承受全部输出电流,但只承受 1/3 的输出电压和 1/9 的输出功率。控制上采用了多电平相移式 PWM 技术,各功率单元输出相同的基波电压但各自的载波相互错开一定相位,从而获得了较高的开关频率和电平数,大大改善了输出波形。由于该高压变频器有优良的输入、输出波形,工业应用中有“完美无谐波变频器”的美誉。但因其输入级采用二极管不控整流,能量不能回馈电网,因而不能四象限运行,主要用于风机、水泵的调速节能。

2.1.2.6 电压源型与电流源型变频器比较

电压源型与电流源型变频器比较见表 10.3-4。

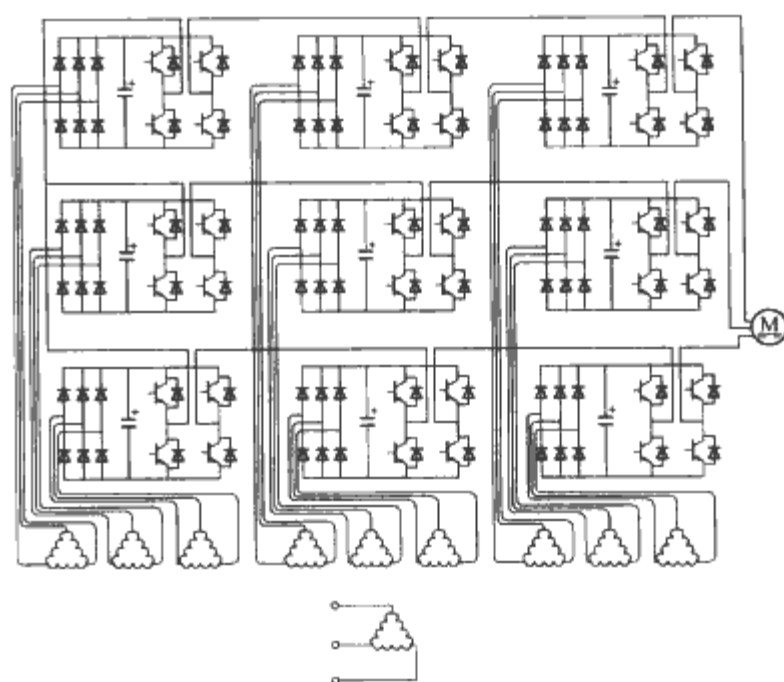


图 10.3-24 单元串联式高压变频器

表 10.3-4 电压源型与电流源型变频器比较

类型 内容	电压源型变频器	电流源型变频器
直流滤波元件	大电容	大电感
动态内阻	低阻抗	高阻抗
输出电压波形	矩形波,与负载性质无关	近似正弦波,叠加有换流尖峰电压
输出电流波形	近似正弦波,含有较大谐波	矩形波,与负载性质无关
开关元件导通形式	180°导通型,同相上、下桥臂元件互补导通,三相元件开始导通时间互差 120°,任一时刻三相中各有一元件导通,使输出电压确定	120°导通型,每相桥臂导通 120°,每时刻上、下桥臂组各有一相桥臂元件导通,使输出电流确定
无功功率路径	带异步电动机等感性负载时需提供无功功率,直流滤波电容起缓冲无功能量的作用。为给交流侧向直流侧反馈能量提供通路,各主开关元件旁必须反并联续流二极管	直流滤波电感起缓冲无功能量的作用。因电流不能反向,故可控器件旁不必反并联二极管来构成通路
四象限运行能力	由于直流滤波电容电压极性不能改变,只能改变直流电流的方向来实现能量的双向流动,故需在电网侧交—直变频器旁反并联另一组有源逆变器来实现四象限运行	只需改变交—直、直—交两可控整流器的工作状态,便可方便地实现四象限运行
过电流及短路保护	困难,无限流环节	容易,滤波电感对过电流有阻塞作用,可争取保护系统动作时间
适用范围	多机传动;不可逆稳态运行	单机可逆运行;需正转、反转、电动、制动四象限运行及有动态性能要求的场合

2.1.3 交—交变频调速

交—交变频器输出的每一相都是由两组三相晶闸管可控整流器反并联而成,如图 10.3-25 所示。其中图 10.3-25 (a) 所示电路在可控整流器进线端接入了滤波电感 L ,输出电流近似方波,构成电流源型交—交变频器;图 10.3-25 (b) 所示电路可控整流器直接接电网,构成电压源型交—变

频器。当正组工作在整流状态而反组封锁时，负载电压 u_o 上（+）下（-）；当反组整流、正组封锁时， u_o 上（-）下（+）；两组交替工作使负载电压 u_o 为交流，如图 10.3-25（c）所示。调整整流器移相触发角可调节输出平均电压 U_d 以实现输出电压 u_o 幅值调节；控制两组整流器交替工作切换频率即调节了输出频率 f_o 。由于交—交变频器输出交流电压是经接至电网的晶闸管变流获得，利用了电网电压实现换流，无需设置换流回路，但也限制了其输出最高频率只能为电网频率的 $1/2 \sim 1/3$ ，仅适应于低速、大容量调速传动。

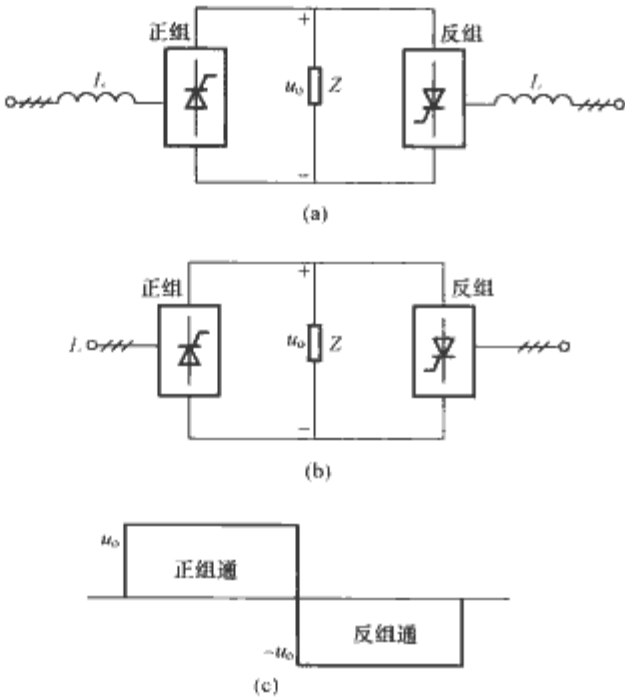


图 10.3-25 交—交变频器原理图（一相）
（a）电流源型；（b）电压源型；（c）输出波形

根据输出波形的不同，交—交变频器可分为 120° 导通型方波电流源型和 180° 导通型正弦波电压源型变频器，它们主电路结构相同，只是控制方式不同。正弦波交—交变频器常采用余弦交点法控制。图 10.3-26 为三相半波整流电路构成的 18 管三相输出交—交变频器电路结构，其主要参数可按表 10.3-5 计算。

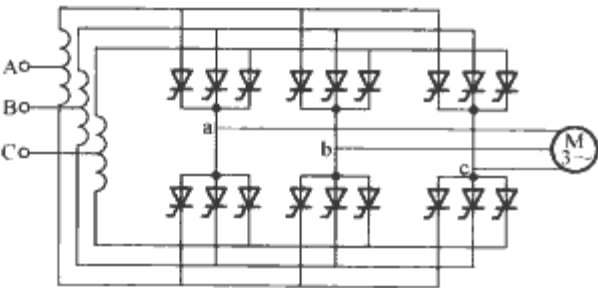


图 10.3-26 三相半波电流源型交—交变频器

表 10.3-5 交—交变频器主要参数计算

类 型	正弦波电压型 (三脉波, 18 管)	方波电流型 (三脉波, 18 管)
主回路结构		
供电电源电压 U_s (V)	$U_s = \pi U_- / (3 \cos \alpha_{\min})$	$U_s = U_- \cos \varphi / \cos \alpha$
供电电源电流 I_s (A)	$I_s = 2\sqrt{3} I_- / \pi$	$I_s = I_-$

续表

类 型	正弦波电压型 (三脉波, 18 管)	方波电流型 (三脉波, 18 管)
电源侧平均 基波位移因数	$\cos \alpha \approx \sqrt{3} \cos \alpha_{\min} \cos \varphi / 2$	$\cos \alpha = U_- \cos \varphi / U_s$
晶闸管电压 U_T (V)	$U_T = \sqrt{2} U_-$	$U_T = \sqrt{2} (U_s + U_-)$
晶闸管电流 I_T (A)	$I_T = \sqrt{6} I_- / 2\pi$	$I_T = \sqrt{6} I_- / 6$
符号说明	U_- —— 变频器输出电压有效值, V I_- —— 变频器输出电流有效值, A α —— 触发角 α_{\min} —— 变频器最大输出时触发角 $\cos \varphi$ —— 电动机基波位移因数	

为改善输出特性，三相输出交—交变频器常采用三相全桥整流电路构成的 36 管结构形式，如图 10.3-27 所示。

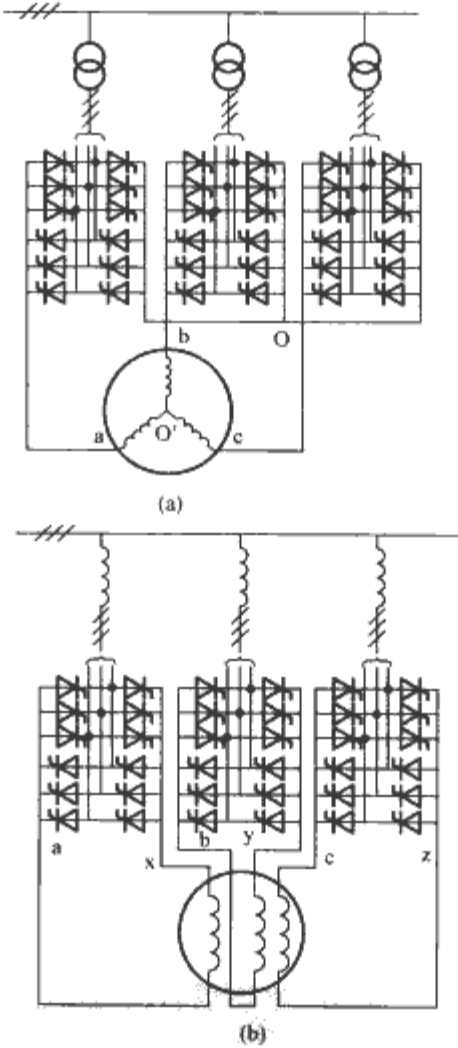


图 10.3-27 三相全桥交—交变频器
（a）形式 1；（b）形式 2

采用矢量变换控制的交—交变频器调速系统可以获得优良的动、静态特性，可用于轧钢机等高性能、低速、大容量调速传动。

交—交变频器与交—直—交变频器的比较见表 10.3-6。

表 10.3-6 交—交变频器与交—直—交变频器的比较

类型	交—交型	交—直—交型
内容		
换能形式	一次变换，效率较高	二次变换，效率较低
换流形式	电网自然换流	电容强迫换流或负载自然换流
器件数量	多，利用率低	少，利用率高

续表		
类型	交-交型	交-直-交型
内容		
调频范围	最高输出频率为电网频率的1/3~1/2	频率范围宽
装置功率因数	较低	可控整流调压时,低频低压下较低,不控整流斩波调制或PWM调制时较高
适用场合	低速大容量调速系统	各种调速系统,稳频、稳压电源,不停电电源(UPS)

为解决常规晶闸管相控方式交-交变频器输入、输出特性差及谐波成分大的缺陷,近年来出现了一种新颖的矩阵式交-交变频器电路。电路元件采用正、反两个方向均可控制开通与关断的双向全控自关断器件,控制方式为脉宽调制(PWM)。图 10.3-28 (a) 所示为三相输入-三相输出变频电路,由 9 个双向开关作 3×3 矩阵布置而成。在目前尚无商品化双向开关条件下,可采用两单向开关(如 IGBT)进行组合来替代,如图 10.3-28 (b) 所示。

矩阵式交-交变频器输出电压正弦、输出频率不受输入频率限制;输入电流正弦,可与输入电压同相位(单位输入功率因数),也可控制成所需功率因数;能量可双向流动,适合于交流电动机的四象限运行。只是电压传输比只有 0.866,电动机额定电压需特殊设计,但其十分优良的电气性能使它在今后将会有广阔的应用前景。

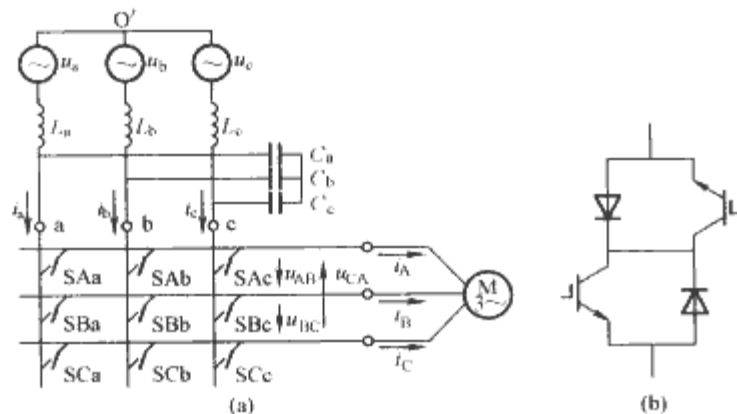


图 10.3-28 矩阵式交-交变频器及组合双向开关
(a) 三相输入-三相输出变频电路; (b) 用两单向开关代替双向开关

2.1.4 变频调速系统

异步电动机变频调速系统可以分为频率开环和频率闭环两种基本系统结构。频率开环系统一旦速度给定后电动机供电频率不再调节,气隙磁场同步速确定,电动机转速将在电动机转差范围内随负载大小变化,适合于静态调速精度要求不高的负载,如风机、水泵。频率闭环系统则在速度给定后,由控制系统对供电频率和同步速作自动调节,确保负载变化时电动机转速恒定不变,适合于静态调速精度要求高、动态性能一般的负载,如提升机械、输送机、电梯等。若要求获得如同直流电动机那样优良的动、静态调速特性,交流调速系统必须实现高性能控制,如矢量变换控制、直接转矩控制等。

2.1.4.1 频率开环、电压源型变频器供电调速系统

系统框图如图 10.3-29 所示,变频器采用 SPWM 调制控制。系统主控信号为速度给定,经给定积分、绝对值电路处理后,分别进入频率控制及电压控制两通道。

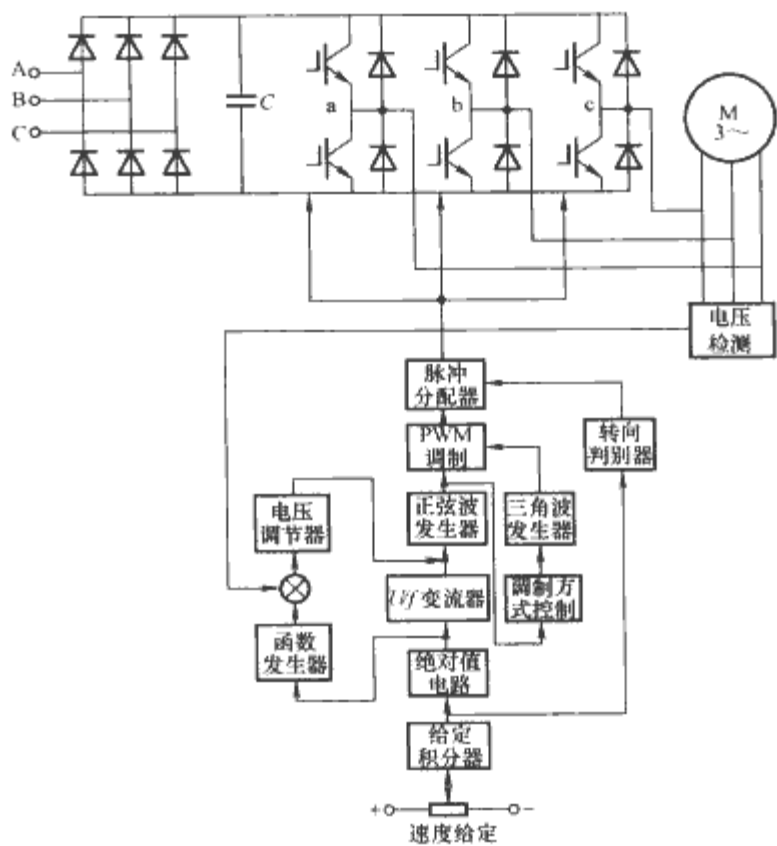


图 10.3-29 频率开环、电压源型变频器供电调速系统

频率通道根据速度给定的大小决定 SPWM 逆变器调制波频率,从而决定异步电动机同步速;SPWM 载波频率由调制方式控制(异步调制、同步调制、分段同步调制),根据调制波频率来产生;两者在 PWM 调制环节完成 SPWM 驱动信号的生成。此外,频率通道还根据速度给定的正、负,通过转向判别器干预逆变器功率开关上的脉冲分配规律,决定异步电动机的通电相序,从而控制电动机的转向。

电压通道根据运行频率实现对异步电动机的电压控制,以确保运行力能指示。其中,函数发生器构成了两控制通道联系的纽带,其规律按基频以下恒磁通、基频以上弱磁方式(图 10.3-1)控制。函数发生器输出的电压指令经电压闭环控制后送至频率通道,决定正弦调制波的幅值。

2.1.4.2 频率开环、电流源型变频器供电调速系统

系统框图如图 10.3-30 所示,主电路为电压控制电流源变频器,恒流特性由大电感滤波及可控整流器相控调压来保证。

系统主控信号来自速度给定,经给定积分器、绝对值电路处理后,分别进入频率控制与电流(电压)控制两通道。频率通道实现对逆变器频率的控制, U/f 变流器将速度给定转换为逆变器 6 个晶闸管的总开关频率 $6f_1$,经脉冲分配器 6 分频后形成每个晶闸管的门极驱动脉冲。转向判别器根据给定速度的正、反产生转向控制信号,通过脉冲分配器干预对逆变器晶闸管门极驱动脉冲的分配,决定异步电动机各相绕组的通电相序,控制电动机转向。

电流(电压)通道实现对可控整流器的控制。一方面根据函数发生器规定的恒压频比控制关系(图 10.3-1)实现端电压闭环控制;另一方面通过电流闭环实现变频器恒流特性控制,构成了以电压反馈为外环、电流反馈为内环的电压控制电流源整流器。由于该可控整流器输出直流电压要同时满足恒压频比控制和恒流控制双重要求,特别是经优化设计的电流调节器有更快的动态响应速度,故当电动机负载扰动时会出现整流输出电压不能同时满足两方面要求的矛盾情况,致使调节过程发生振荡,转矩、转速发生波动,系统运行失去稳定。为此,增设具有微分特性的瞬态校正环节,以感知端电压的变化,主动微调运行频率,动态地适应函数发生器

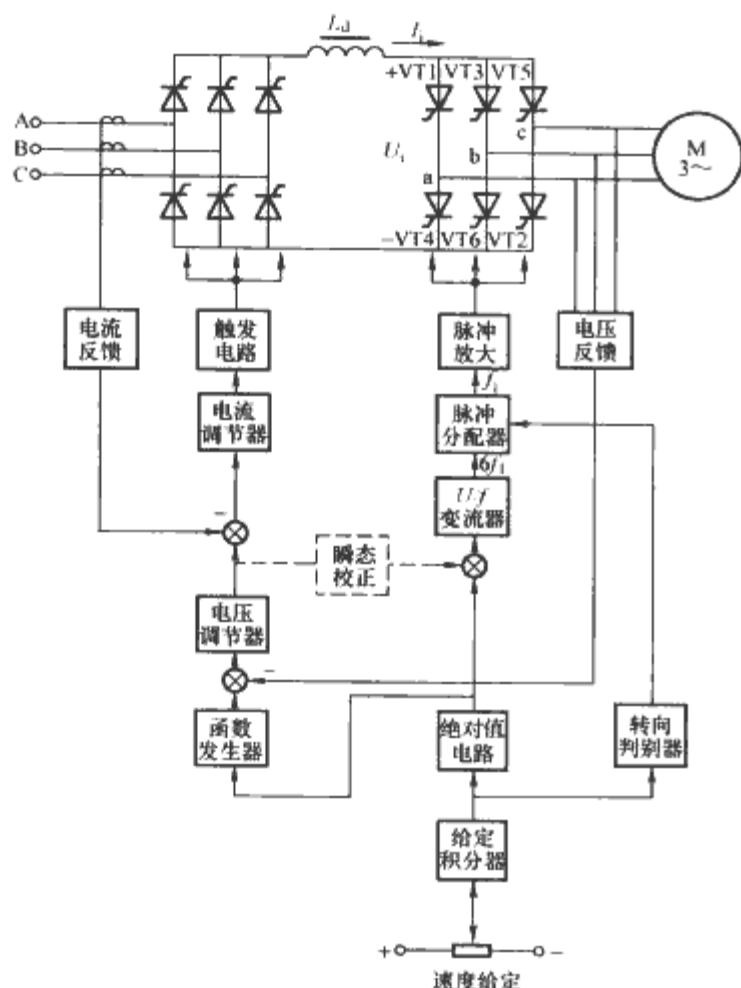


图 10.3-30 频率开环、电流源型变频器供电调速系统

规定的电压频率关系，确保调速系统稳定运行。

2.1.4.3 转差频率控制变频调速系统

异步电动机转矩可写为

$$T = C_T \Phi_m I_2 \cos \varphi_2 \quad (10.3-7)$$

式中： C_T 为转矩系数； Φ_m 为气隙磁通； I_2 为转子电流； φ_2 为转子内功率因数角。

当转差 $s \leq s_m$ 且较小时， $\cos \varphi_2 \approx 1$ ，则有

$$T \approx C_T \Phi_m I_2$$

$$\text{考虑到 } s \text{ 很小时 } I_2 = \frac{sE_1}{\sqrt{(R_2)^2 + (sX_2)^2}} \approx \frac{sE_1}{R_2}$$

以及 $s = \omega_s / \omega_1$ ， $E_1 / \omega_1 \propto \Phi_m$

$$\text{可得 } T \approx C_T' \Phi_m^2 \omega_s \quad (10.3-8)$$

式中： E_1 为由 Φ_m 产生的气隙电动势； R_2 为转子电阻； $\omega_s = \omega_1 - \omega$ 为转差角速度（绝对转差）； $\omega_1 = 2\pi f_1$ 为同步角速度； ω 电动机转速。

可见当将 s 控制得很小时，如设法保持 Φ_m 恒定，则转矩与 ω_s 成正比；控制绝对转差 ω_s 就能达到控制转矩的目的，这就是转差频率控制的思想。

在忽略电动机铁磁饱和及铁损条件下，为维持 $\Phi_m = C$ ，需控制异步电动机励磁电流 I_m 恒定，根据异步电动机定、转子磁势平衡关系，有

$$I_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2' \quad (10.3-9)$$

考虑到

$$\begin{aligned} \dot{I}_2' &= \frac{\dot{E}_1}{\frac{R_2'}{s} + jX_2'} = \frac{-j\dot{I}_m X_m s}{R_2' + jsX_2'} = \frac{-j\dot{I}_m X_m (\frac{\omega_s}{\omega_1})}{R_2' + j(\frac{\omega_s}{\omega_1})X_2'} \\ &= \frac{-j\dot{I}_m L_m \omega_s}{R_2' + j\omega_s L_2'} \end{aligned}$$

则有

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m \left(1 + \frac{j\omega_s L_m}{R_2' + j\omega_s L_2'} \right) = \dot{I}_m \frac{R_2' + j\omega_s (L_m + L_2')}{R_2' + j\omega_s L_2'}$$

其标量式为

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{(R_2')^2 + [\omega_s (L_m + L_2')]^2}{(R_2')^2 + (\omega_s L_2')^2}} \quad (10.3-10)$$

这样，按表达上式所示函数关系的图 10.3-31 来控制定子电流 I_1 可以实现磁通 Φ_m 恒定，为转差频率控制创造必要条件。在转差频率控制系统中，一方面应通过特性如图 10.3-32 所示的转差调节器将电动机转差控制在允许的小值 $\pm \omega_{sm}$ （对应 $|s| \leq s_m$ ）范围内，另一方面利用特性如图 10.3-31 所示的函数发生器在 ω_s 变化时控制定子电流以保持 Φ_m 恒定。图 10.3-33 所示为电流源型转差频率控制系统控制原理框图。

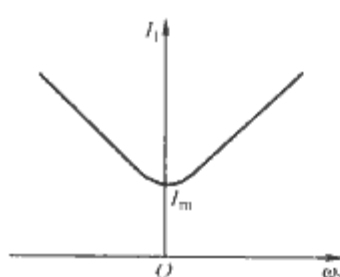


图 10.3-31 函数发生器特性

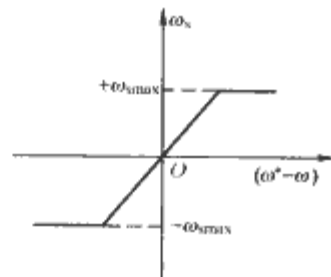


图 10.3-32 转差调节器特性

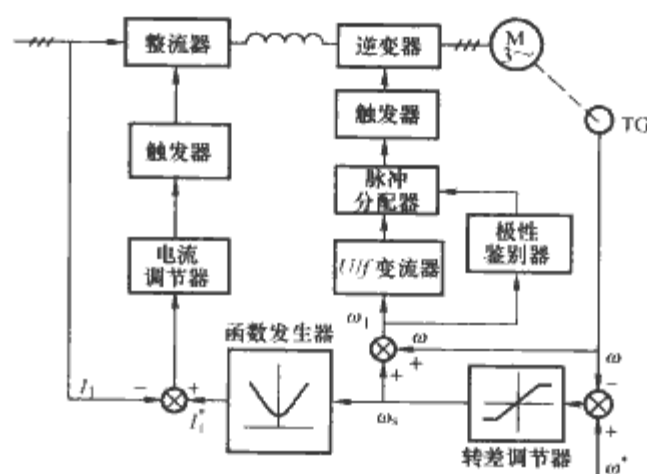


图 10.3-33 电流源型转差频率控制系统控制原理框图

2.1.4.4 矢量变换控制变频调速系统

交流电动机是一个多变量、强耦合、非线性、时变的复杂系统，其转矩的动态控制性能差。直流电动机是一个自然解耦系统，其转矩可以通过分别控制磁场或电枢电流实现独立控制，转矩动态控制好。矢量变换控制的基本思想是利用坐标变换的方法，将交流电动机等效为一台旋转的直流电动机进行控制，获得类似于直流电动机那样优良的调速特性。由于变换中所选用的坐标系与交流电动机中某磁场轴线重合，故又称磁场定向控制。这是 20 世纪 70 年代开发出来的一种交流电动机高性能控制策略，使交流电动机控制性能发生了质的飞跃，开创了交流调速传动取代直流调速传动的新时代。

矢量变换控制必须遵守磁场等效原则。三相交流电动机（静止三相坐标系）产生的同步速旋转磁场应按在空间以同步速旋转的直流电动机（同步速二相坐标系）励磁磁场来等效。这样，采用以同步速旋转的异步电动机转子磁场 Φ_2 （转子磁链 ψ_2 ）为同步速二相 $M-T$ 坐标系的 M 轴方向（定向），将定子电流矢量分解成沿 M 轴方向的励磁分量 i_{M1} 和与 M 方向垂直的 T 轴方向转矩分量 i_{T1} ，通过对定子电流矢量在 $M-T$ 坐标系内的大小和位置控制，调节 i_{M1} 、 i_{T1} 的大小，使交流电动机获得如同直流电动机那样优良的磁场和转

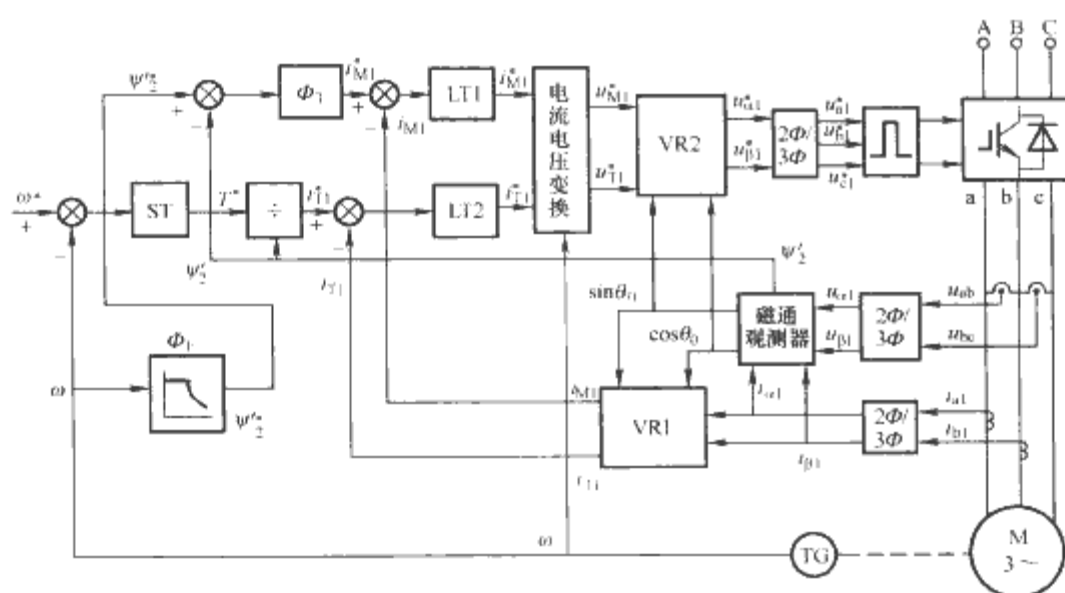


图 10.3-34 磁通检测式 PWM 电压源型变频器供电异步电动机矢量变换控制系统

矩的解耦控制性能。

矢量变换控制的关键在于转子磁场空间位置的检测。根据获得作为 M 轴线的转子磁通矢量 Φ_2^* 空间位置方法的不同, 矢量变换控制系统可以分为磁通检测式(直接矢量变换控制)和转差频率控制式(间接矢量变换控制)两种。

(1) 磁通检测式。磁通检测式 PWM 电压源型变频器供电异步电动机矢量变换控制系统如图 10.3-34 所示。磁通检测采用观测器方法, 通过定子电压、电流检测和三相/二相 ($3\Phi/2\Phi$) 变换从静止二相坐标系中获得转子磁链的大小 ψ_2 和空间位置 θ_0 , 以此作为 M - T 坐标系的定向基准。定子电流励磁分量 i_{M1} 、转矩分量 i_{T1} 的给定、运算均在旋转的 M - T 坐标系内按直流电动机控制方式进行; 定子电压矢量给定值在 M - T 坐标系内算出后, 经旋转/静止 (VR) 变换、三相/二相 ($3\Phi/2\Phi$) 变换, 得到静止坐标系内三相电压瞬时值, 作为 PWM 变频器的调制指令, 实现对交流电动机的实际控制。

磁通检测式矢量控制的解耦控制效果直接受检测精度和转子参数时变影响, 加上需进行复杂的旋转坐标变换, 使控制效果难以达到理想效果, 工程实用中多采用转差频率控制式矢量变换控制。

(2) 转差频率控制式。转差频率控制电流源型逆变器供电异步电动机矢量变换控制系统如图 10.3-35 所示。转子磁

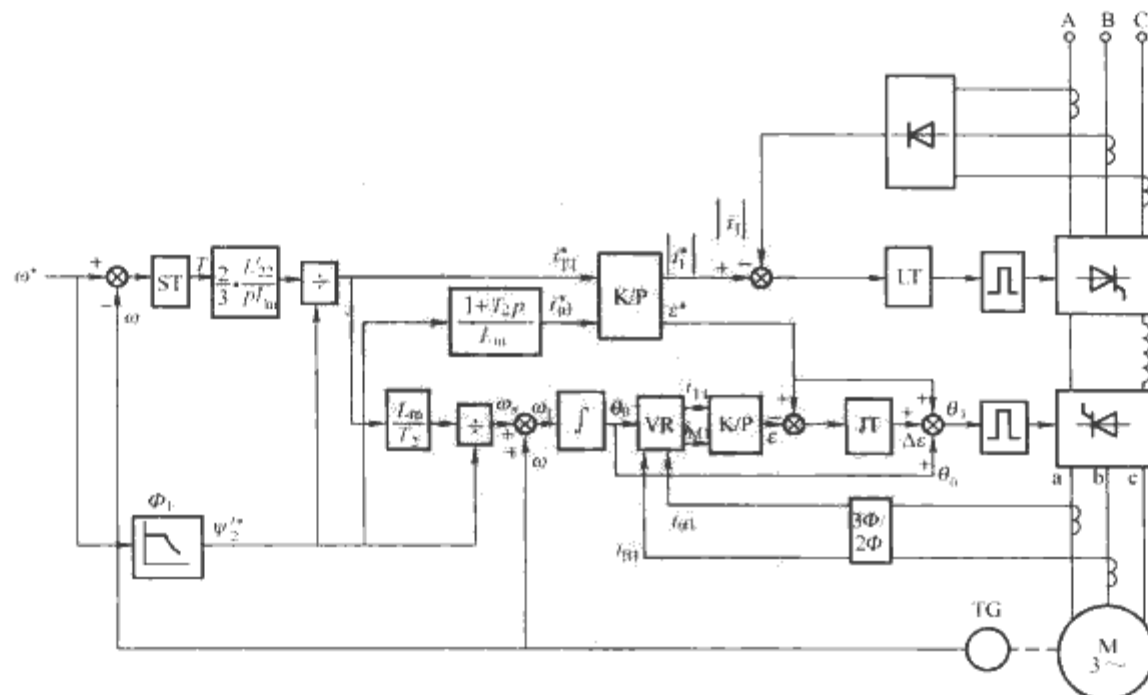


图 10.3-35 转差频率控制电流源型逆变器供电异步电动机矢量变换控制系统

通矢量空间位置 θ_0 是通过计算出的转差速度 ω_s 与转子实际转速 ω 相加, 获得转子磁通速度 $\omega_1 = \omega + \omega_s$ 后, 经积分 $\theta_0 = \int \omega_1 dt + \theta_0(0)$ 求得。因此, 这种矢量变换控制方法无需进行转子磁通观测和坐标的旋转变换, 对转子参数具有较强鲁棒性, 实用性更强。

2.1.4.5 直接转矩控制变频调速系统

直接转矩制是一种通过三相电压组合(电压空间矢量)对交流电动机定子磁链和转矩进行直接自控制的高性能控制方法。由于所有运算和控制均在定子坐标系内进行, 无需坐标变换, 系统结构大为简化, 控制效果不受转子参数影响; 由于定子磁链和转矩闭环采用两位滞环调节器, 转矩调节动态响应快。如图 10.3-36 所示为异步电动机直接转矩控制系统框图, 主要包括磁链自控制和转矩自控制两大部分。

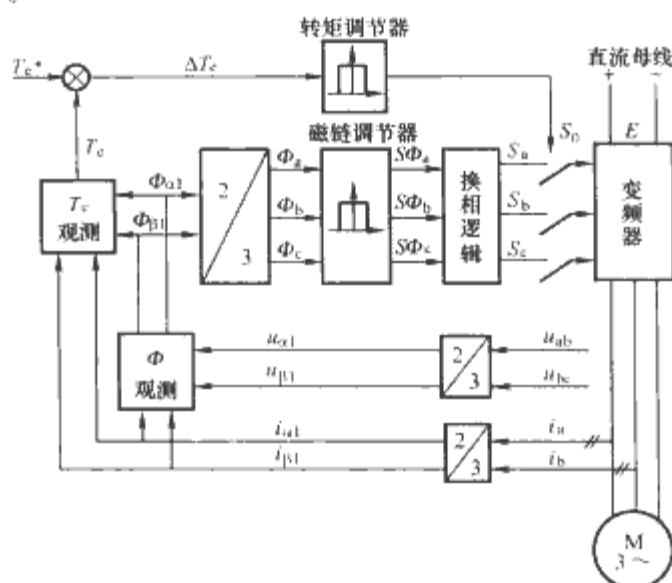


图 10.3-36 异步电动机直接转矩控制系统框图

(1) 磁链自控制。包括 $2\Phi/3\Phi$ (二相/三相) 变换、磁链观测器、磁链调节器和换相逻辑等。磁链观测器通过对电动机电压、电流检测, 经坐标变换, 采用电压模型实现定子磁链计算。二位滞环控制磁链调节器根据磁链给定值与观测值之差和调节器容差, 输出磁链控制信号, 再经换相逻辑决定有效电压空间矢量的使用和与之相应的逆变器开关状态。

(2) 转矩自控制。由转矩观测器和转矩调节器组成。转矩观测器采用磁链观测值和电动机线电流计算出电磁转矩, 转矩给定值与转矩观测值之差经二位滞环控制的转矩调节器调节后, 输出决定是否使用零电压矢量的控制信号 S_0 。在 S_0 信号的干预下, 使换相逻辑输出控制逆变器功率器件的 PWM 控制信号。

由于直接转矩控制采用电压空间矢量直接控制定子磁链及相应转矩, 不必经定子电流分量解耦所需的坐标旋转变化和电流的 PI 调节, 加上磁链及转矩采用两位滞环调节方式, 因而有很快的

动态响应特性,但也带来了存在转矩脉动和静、动态特性矛盾的缺陷。

2.1.5 商品变频器

我国变频器制造从 20 世纪 80 年代末开始,大连电机厂从日本东芝公司引进了一条变频器生产线,生产了型号为 130G 的变频器,其采用大功率晶体管 GTR、MCS-51 单片机数字控制、SPWM 调制和 $U/f=C$ 控制,这是我国最早规模组装的国外较先进变频器。同时销售的有富士变频器 G5/P5 和三垦变频器 SVF。90 年代初,台湾普传变频器 pi89 进入大陆,它是日本春日 KV-8 的翻版,采用大功率晶体管 GTR 和 8085 CPU 芯片,SPWM 调制和 $U/f=C$ 控制,但仍使用模拟电源。1993 年普传和清华大学合作开发出电压空间矢量控制变频器 pi97 及其改进型。此后台湾普传和台湾利佳合资,生产了利佳 4001 型变频器,它采用 $U/f=C$ 控制,SPWM 调制,GTR 功率器件,16 位单片机 CPU 和开关电源,整机性能比 pi89、130G 有所提高,但也仅是日本明电舍 86S 的翻版;后来的利佳 5001 变频器则是仿造日本三垦 MF 变频器。另外,国内还有不少国外和台湾厂商的独资公司、合资公司,如北京 ABB、天津 SIEMENS、富士、台安、台达等。国内大公司如华为、森兰也在市场竞争中崛起,成为国产变频器主要厂家。

现在我国变频器的生产水平和应用技术取得了相当大的成就,每年有数十亿元的销售额。已从简单的手动控制发展到基于 RS-485 网络的多机控制,与计算机和 PLC 联网组成的复杂系统控制。在大型综合自动化系统和大型成套专用系统中,如连铸连轧生产线、高速造纸生产线、电缆生产线、光纤生产线、化纤生产线、建材生产线等领域获得了实用,已经完全取代了直流调速装置。近年来,又利用先进的控制理论与优化技术,开发出了诸如卷取、提升、主从等控制功能,使应用系统的构成更加方便和容易,使变频器的应用提高到一个新的水平。

从变频器的分类来看,有 U/f 控制通用变频器、矢量控制通用变频器、各类专用变频器(如塑机专用,纺机专用,风机、水泵专用)、高压变频器等。其中 6/10kV 中压变频器主要采用由美国 ROBICON 公司推出的单元串联多重化技术,即所谓的罗宾康方案。该方案无须输出变压器,直接实现 6kV(10kV)的高压输出,输出电压波形完美无谐波,无须外加滤波器即可满足电网对谐波的严格要求。由于采用了三项高压变频新技术:①输出(逆变)部分采用了具有独立电源的单相桥式 SPWM 逆变器的直接串联叠加;②输入(整流)部分采用了多相多重叠加整流技术;③结构上采用了功率单元模块化技术;使得该高压变频器输入功率因数达 0.95 以上,输入电流总谐波畸变率 $THD<1\%$,包括输入隔离变压器在内的总体效率高达 97%。由于其具有良好的输入、输出性能,且输出功率可达 10 000kW,是目前高压变频器的主流方案。

此外还有三电平高压直接变频方案,如 ABB 公司生产的采用新型功率器件——集成门极换流晶闸管(IGCT)的 ACS1000 系列三电平变频器,输出电压等级有 2.2、3.3kV 和 4.16kV。限于器件耐压水平,还没有 6kV 产品。

下面列举国内主要厂家生产的通用变频器和美国 ROCKWELL 公司生产的中压变频器的主要技术性能。

(1) TD2000 系列通用变频器(华为电气股份有限公司)。

- 1) 额定容量:3.9~273kVA。
- 2) 采用最新的智能功率模块,提高了整机可靠性。

- 3) 优化的空间电压矢量控制技术,输出谐波小、电压输出能力强。
- 4) 最先进的控制硬件组合: DSP+CPLD+MCU。
- 5) 低电感母线技术,极大提高了功率模块安全性。
- 6) 停电再起功能,可实现旋转中电动机的平滑无冲击启动。
- 7) 死区补偿技术,消除由上、下桥臂开关死区引起的转矩脉动。
- 8) 先进的热设计技术,保证高效、经济的散热效果。
- 9) 无源 PFC,大大减小输入电流谐波,提高输入功率因数。

- 10) 网络化设计,可实现 255 台变频器组网运行。
- 11) 功能灵活,满足用户多种需求:如热插拔设计;内置 PID 调节器及 24V DC 电源,可方便组成闭环控制;自动电压提升,可在 304~456V 交流电网电压下正常工作;载波频率 1~10kHz,可实现静音运行;内含简易 PLC,配合内置计数器,适合生产线自动化控制;带速度反馈脉冲输入接口,可实现高精度速度控制;加减速过程中,有防止过电流、过电压的失速水平设置,可防止频繁跳闸,保证连续运行;频率设定信号与输出频率对应关系设置灵活,便于与通用变频器和调节器组成正、反两种特性的闭环控制系统;符合国际标准的防护设计,同时适应工业和民用电网应用;冷却风扇开/关受内部温度控制,确保变频器安全和风扇长寿命。

(2) TD2000 系列变频器规格见表 10.3-7。

表 10.3-7 TD2000 系列变频器规格

变频器型号		额定容量	额定电流	适配电动机容量
恒转矩负载用系列	风机水泵用系列	(kVA)	(A)	(kW)
TD2000-4T0022G		3.9	6	2.2
TD2000-4T0037G		5.9	9	3.7
TD2000-4T0055G		8.6	13	5.5
TD2000-4T0075G	TD2000-4T0075P	11.2	17	7.5
TD2000-4T0110G	TD2000-4T0110P	16.5	25	11
TD2000-4T0150G	TD2000-4T0150P	21.1	32	15
TD2000-4T0185G	TD2000-4T0185P	25.7	39	18.5
TD2000-4T0220G	TD2000-4T0220P	30.3	46	22
TD2000-4T0300G	TD2000-4T0300P	40	60	30
TD2000-4T0370G	TD2000-4T0370P	48.7	74	37
TD2000-4T0450G	TD2000-4T0450P	60	91	45
TD2000-4T0550G	TD2000-4T0550P	73.7	112	55
TD2000-4T0750G	TD2000-4T0750P	98.7	150	75
TD2000-4T0900G	TD2000-4T0900P	116	176	90
TD2000-4T1100G	TD2000-4T1100P	138	210	110
TD2000-4T1320G	TD2000-4T1320P	167	253	132
TD2000-4T1600G	TD2000-4T1600P	200	304	160
TD2000-4T2000G	TD2000-4T2000P	248	377	200
TD2000-4T2200G	TD2000-4T2200P	273	415	220

(3) TD2000 系列变频器产品技术指标见表 10.3-8。

表 10.3-8 TD2000 系列变频器产品技术指标

项 目	TD2000-4T G/P
输入	额定电压;频率 三相, 380V; 50/60Hz
	变动容许值 电压, $\pm 20\%$, 电压不平衡率 $<3\%$; 频率: $\pm 5\%$
输出	额定电压 380V
	频 率 0~400Hz
	过载能力 G 型: 150% 额定电流 1min, 180% 额定电流 0.5s P 型: 120% 额定电流 1min, 150% 额定电流 0.5s

续表

项 目	TD2000-4T G/P	
主要控制功能	调制方式	优化电压空间矢量控制
	控制方式	U/f 控制
	频率精度	数字设定: 最高频率 $\times\pm 0.1\%$ 模拟设定: 最高频率 $\times\pm 0.5\%$
	频率分辨率	数字设定: 0.01Hz 模拟设定: 最高频率 $\times 0.1\%$
	起动频率	0.1~60Hz
	转矩补偿	自动转矩补偿, 范围: 0.1%~30.0%
	转矩提升	手动转矩提升, 范围: 0.1%~30.0%
	U/f 曲线	任意设定 U/f 曲线
	加减速曲线	两种曲线: 直线和任意 S 曲线 四种加减速时间: 加减速时间 1~4
	制动	直流制动, 外接能耗制动
	点动	点动频率范围为 0.1~60Hz; 点动加减速时间可设
	多速运行	内置 PLC 编程多速运行; 外接端子控制多速运行
	内置 PID	可方便地构成简易自动控制系统
	内置计数器	配合内置 PLC, 可实现生产线自动控制
	自动节能运行	根据负载情况, 自动改变 U/f 曲线, 实现节能运行
运转功能	自动电压调整 (AVR)	当电网电压变化时, 能自动适当地改变基本频率, 保证电动机的负载能力
	运转命令给定	面板给定; 外接端子给定; 通过 RS-232 由上位机给定
	频率设定	数字设定; 模拟电压设定; 模拟电流设定; 上位机串行通信设定
	输入信号	正、反转指令; 点动选择; 多段速控制; 自由停车; EMS (异常停止)
显示	输出信号	故障报警输出 (250V/2A 触点); 开路集电极输出
	四位数码显示	设定频率; 输出频率; 输出电压; 输出电流; 电动机转速; 负载线速度
	中文液晶显示	中文提示操作内容
	外接仪表显示	输出频率、输出电流显示 (1mA, 10V DC)
保护功能		过电流保护; 过电压保护; 欠电压保护; 过热保护; 过载保护; 缺相保护
任选件		中文液晶显示键盘; 制动组件; 输入输出电抗器; 远程电缆; 通信总线适配器等
环境	使用场所	室内, 不受阳光直射, 无尘埃、腐蚀性气体、可燃性气体、油雾、水蒸气、滴水或盐分等
	海拔高度	低于 1000m
	环境温度	-10~+40℃
	湿度	20%~90%RH, 无水珠凝结
	振动	小于 5.9m/s ² (0.6g)
	存储温度	-20~+60℃
结构	防护等级	IP20
	冷却方式	强制风冷
安装方式		壁挂式

- (4) SB40S 系列变频器 (森兰公司)。
- 1) 功率范围: 0.75~280kW。
- 2) 设计上运用独有树状散热器、开关等多项专利技术; 生产采用贴片工艺, 使变频器可靠性大幅度提高。
- 3) 内置 PLC 功能, IGBT、IPM 智能功率模块超静音运行。
- 4) 多路可编程功能输出端子和继电器输出端子。
- 5) 面板增加电位器, 方便输出频率的微调。
- 6) SB40S 系列变频器规格型号见表 10.3-9。

表 10.3-9 SB40S 系列变频器规格型号

型 号	0.75	1.5	2.2	3.7	5.5	7.5	11	15
	18.5	22	30	37	45	55	75	90
	110	132	160	200	220	280		
适用电动机 功率 (kW)	0.75	1.5	2.2	3.7	5.5	7.5	11	15
	18.5	22	30	37	45	55	75	90
	110	132	160	200	220	280		
额定输出	额定容量 (kVA)	1.6	2.4	3.6	5.9	8.5	12	20
		25	30	40	49	60	74	116
		138	167	200	248	273	342	
	额定电流 (A)	2.5	3.7	5.5	9.0	13	18	24
		38	45	60	75	91	112	150
		210	253	304	377	415	520	
	过载电流	额定电流的 150%, 1min						
	电压 (V)	3 相 0~380V						
输入	电 源	3 相 380V 50/60Hz						
	容许波动	电压: +10%~-15% (短暂波动 $\pm 15\%$) 频率: $\pm 2\%$						
制 动	制动选择	0.75~15kW; 外接制动电阻 18.5~280kW; 外接制动单元						
	直流制动	DC 制动起始频率、DC 制动量、DC 制动时间						

- 7) SB40S 系列变频器技术规范见表 10.3-10。

表 10.3-10 SB40S 系列变频器技术规范

项 目		规 范
控 制	电压/频率特性	U/f 曲线控制
	转 矩 提 升	0~50%
	加减速时间	0.1~3600s, 4 种加、减速时间
	程序运行	7 段频率速度, 4 种程序运行模式
	附属功能	上限频率、下限频率、回避频率、电流限制、偏置频率、频率增益、失速控制、自动复位、S 线加减速曲线、点动控制、自动稳压 AVR、自动节能
输 出	最大频率	50~400Hz
	基本频率	10~400Hz
	频 率 设 定	触摸面板: Δ 键、V 键、面板电位器 外控端子: X4、X5 模拟信号: VRF、IRF
	运 转 操 作	触摸面板: RUN 键、STOP 键 外控端子: FWD、REV
	运 转 输 出	多功能继电器输出: 30A、30B、30C 集电极开路输出: Y1、Y2、Y3 模拟信号: FMA

续表

项 目		规 范
显示	LED 显示器	频率、输出电流、输出电压、转速、线速度、负载率
	灯指示	充电（有电压）、显示数据单位、触摸面板操作指示、运行指示
环境	使用场所	室内，海拔 1000m 以下
	环境温度/湿度	-10~+40℃，20%~90% RH 不结露
	振 动	5.9m/s ² (0.6g) 以下
	保存温度	-20~+65℃
保护功能		短路 (FL)、过电压 (ouu)、欠电压 (lou)、过载 (ol)、过热 (oh)、外部报警 (ole)、制动电阻过热 (dbr)、电动机过载
防护等级		IP21
冷却方式		强制风冷

(5) SB12S 系列变频器（森兰公司）。

1) 功率范围：0.4~315kW。

2) 内置 PLC 功能、PID 功能、IGBT、IPM 智能功率模块超静音运行。

3) 内置供水专用功能组，可实现“一拖多”控制。

4) 全封闭柜机，恶劣条件下能可靠运行。

5) SB12S 系列变频器规格型号见表 10.3-11。

表 10.3-11 SB12S 系列变频器规格型号

型 号		0.75	1.5	2.2	3.7	5.5	7.5	11	15
		18.5	22	30	37	45	55	75	90
		110	132	160	200	220	280		
适用电动机功率 (kW)		0.75	1.5	2.2	3.7	5.5	7.5	11	15
		18.5	22	30	37	45	55	75	90
		110	132	160	200	220	280		
额定输出	额定容量 (kVA)	1.6	2.4	3.6	5.9	8.5	12	16	20
		25	30	40	49	60	74	99	116
		138	167	200	248	273	342		
	额定电流 (A)	2.5	3.7	5.5	9.0	13	18	24	30
		38	45	60	75	91	112	150	176
		210	253	304	377	415	520		
	过载电流	额定电流的 120%，1min							
	电压 (V)	3 相 0~380V							
输入	电 源	3 相 380V 50/60Hz							
	允许波动	电压：+10%~-15%（短暂波动±15%） 频率：±2%							
制动	制动选择	0.75~15kW：外接制动电阻 18.5~280kW：外接制动单元							

6) SB12S 系列变频器技术规范见表 10.3-12。

表 10.3-12 SB12S 系列变频器技术规范

项 目		规 范
控制	电压/频率特性	U/f 曲线控制
	转矩提升	0：自动，根据负载转矩调整到最佳值；1~50%：手动
	加减速时间	0.1~3600s，对加速时间、减速时间可单独设定

续表

项 目		规 范
控制	附属功能	上下限频率、回避频率、电流限制、偏置频率、频率增益、自动复位、自动稳压 AVR
	PID	手动设定 PI 参数 P：1~8000，I：1.0~500.0s
	多泵切换	能控制多达 4 台电动机，3 台主电动机可设置为工频或变频工作方式，简化恒压供水系统
	定时换泵	对于多泵系统，为使各泵平均工作时间相同，须设置定时换泵功能，当泵连续工作时间达到设定值且有另一泵处于停止状态时，变频器自动切换；换泵时间 0~1000h 任意设定
	睡眠	当反馈值>睡眠值时且运行频率小于休眠频率，主电动机停止运行；睡眠值≥反馈值≥苏醒值时，附属电动机工作
	唤醒	当反馈值<苏醒值时，主电动机开始工作，附属电动机停止
	消防控制	当需要一定的压力供水时，短接端子 FA 与 CM
	水位控制	自动检测水位，控制变频器起停
	定时开关机	选择定时开关机时间，0~24.0h
	最大输出频率	50~120Hz
输出	频率设定	触摸面板：△键、▽键、面板电位器（选件） 外控端子：X4、X5 模拟信号：端子 VRF、端子 VPF、端子 IRF、端子 IPF
	运转操作	触摸面板：运行键、停止/复位键 外控端子：FWD、REV
	运转输出	多功能继电器输出：A1、B1、C1 和 A2、B2、C2 集电极开路输出：Y1、Y2 模拟信号：FMA
环境	使用场所	室内，海拔 1000m 以下
	环 境	-10~40℃，20%~90% RH 不结露
	振 动	5.9m/s ² (0.6g) 以下
	保存温度	-20~+65℃
保护功能		过电流、短路、过电压、欠电压、过载、过热、电动机过载、外部报警
防护等级		IP10
冷却方式		强制风冷

(6) SB60/61 G/P 系列变频器（400V）（森兰公司）。

1) 功率范围：0.75~315kW（61G）；0.75~400kW（61P）。

2) 无速度传感器矢量控制方式。

3) 高性能 DSP 专用控制芯片；IGBT、IPM 智能功率模块超静音运行。

4) 电动机参数自测试功能。

5) 标准 RS-485 口，方便接入 Profibus 总线。

6) 多达 12 组功能块，提供强大的控制功能。

7) SB60G、SB60P、SB61G、SB61P 系列变频器规格型号分别见表 10.3-12~表 10.3-16。

表 10.3-13 SB60G 系列变频器规格型号

SB60G	0.75	1.5	2.2	4	5.5	7.5	11
电动机容量 (kW)	0.75	1.5	2.2	4	5.5	7.5	11

续表

输出	额定容量 (kVA)	1.6	2.4	3.6	6.4	8.5	12	16
	额定电流 (A)	2.5	3.7	5.5	9.7	13	18	24
	电压 (V)	0~380V 0~400Hz						
	过载能力	150% 1min						
输入电源		3 相 380V 50/60Hz						

表 10.3-14 SB60P 系列变频器规格型号

SB60P		1.5	2.2	4	5.5	7.5	11	15
电动机容量 (kW)		1.5	2.2	4	5.5	7.5	11	15
输出	额定容量 (kVA)	2.4	3.6	6.4	8.5	12	16	20
	额定电流 (A)	3.7	5.5	9.7	13	18	24	30
	电压 (V)	0~380V 0~400Hz						
	过载能力	120% 1min						
输入电源		3 相 380V 50/60Hz						

表 10.3-15 SB61G 系列变频器规格型号

SB61G	15	18.5	22	30	37	45	55	75
	90	110	132	160	200	250	315	
电动机容量 (kW)	15	18.5	22	30	37	45	55	75
	90	110	132	160	200	250	315	
输出	额定容量 (kVA)	20	25	30	40	49	60	74
		116	138	167	200	248	310	389
	额定电流 (A)	30	38	45	60	75	91	112
		176	210	253	304	377	475	590
出	电压 (V)	0~380V 0~400Hz						
	过载能力	150% 1min						
输入电源		3 相 380V 50/60Hz						

表 10.3-16 SB61P 系列变频器规格型号

SB61P	18.5	22	30	37	45	55	75	90
	110	132	160	200	250	315	375	400
电动机容量 (kW)	18.5	22	30	37	45	55	75	90
	110	132	160	200	250	315	375	400
输出	额定容量 (kVA)	25	30	40	49	60	74	99
		138	167	200	248	310	389	460
	额定电流 (A)	38	45	60	75	91	112	150
		210	253	304	377	475	590	760
出	电压 (V)	0~380V 0~400Hz						
	过载能力	120% 1min						
输入电源		3 相 380V 50/60Hz						

8) SB60/61 系列变频器技术规范见表 10.3-17。

表 10.3-17 SB60/61 系列变频器技术规范

控制	调制方式	磁场定向矢量控制 PWM 方式
	控制模式	2 种 U/f 控制模式: U/f 开环控制模式和 U/f 闭环控制模式 2 种矢量控制模式: 无速度传感器矢量控制模式和 PG 速度传感器矢量控制模式
	U/f 曲线比	线形和任意 U/f 曲线, 用户最多可设置 6 段 U/f 曲线

续表

控制	频率设定方式	4 种主给定和 4 种辅助给定, 主给定和辅助给定叠加同时控制 模拟给定 VR1、VR2、IR1、IR2 通过 RS-485 上位机给定
	加减速控制	8 种加减速时间, 0.1~3600s, 可选择直线或 S 曲线模式
	程序运行模式	5 种程序运行模式, 15 段频率速度
	附属功能	上限频率、下限频率、回避频率、电流限制、失速控制、自动复位、自动节能运行、自动稳压、瞬停再启动
运行	运转命令给定	面板给定 多功能外控端子 X1~X7 给定 通过 RS-485 上位机给定
	输入信号	多功能外控端子 X1~X7 输入
	输出信号	多功能输出 Y1~Y3, DC 24V/50mA 多功能继电器输出 30A、30B、30C, AC 220V/1A
	制动功能	外接制动电阻: SB60G 0.75~11kW; SB60P, 1.5~15kW 外接制动单元和制动电阻: SB61G, 15~315kW; SB61P, 18.5~315kW
环境	保护功能	过电流、短路、接地、过电压、欠电压、过载、过热、缺相、外部报警
	使用场所	室内, 海拔 1000m 以下
	环境温度/湿度	-10~40℃, 20%~90% RH 不结露
	振动	5.9m/s ² (0.6g) 以下
环境	保存温度	-20℃~60℃
	冷却方式	强制风冷
防护等级		IP20

(7) Bulletin 1557 中压变频器 (ROCKWELL 自动化公司)。

1) 先进的技术配置: 额定电压 2300~6900V; 额定功率 75~12 000kW; 电力谐波滤波器/功率因数补偿控制器; 进线电抗器或变频器隔离变压器; 输入/输出/旁路起动机; 6、12、18 脉冲整流器, PWM 整流器; 单或多电动机同步切换装置; 异步电动机和同步电动机变频器。

2) 无速度传感器矢量控制, 运行频率 6Hz 以下才需采用测速机反馈。

3) 自整定功能: 可实现变频器与被控电动机、变频器与负载之间的调节参数快速而准确的自行整定, 加快调试和启动时间。

4) 输入特性优良, 可使公共连接点电压波形失真控制在 $THD \leq 5\%$ 以下, 符合 IEEE 519—1992《电源系统谐波控制推荐规程和要求》的规定。

5) 输出特性优良, 任何速度、任何负载下电动机电压、电流波形非常接近正弦, 失真控制在 $THD \leq 5\%$, 解决了引起变频电动机发热的电流谐波和危害绕组绝缘的大电压梯度问题。

6) 较低开关频率和高品质电压、电流波形, 确保低噪声 (静音) 运行。

7) 多种电动机控制: 笼型异步电动机; 绕线转子异步电动机; 同步电动机; 交流无刷型; 直流无刷型; 标准或变频电动机。

8) Bulletin 中压变频器数据见表 10.3-18。

表 10.3-18 Bulletin 1557 中压变频器数据

冷却方式	电动机电压 (频率) (V)	变频器功率 (kW)	整流器 脉冲数
空气	2300 (60Hz)	75~600	6 12
		601~1120	6 12
		1121~1865	12
	3300 (50Hz)	75~450	6 12
		451~1120	6 12
		1121~2250	12
	4000~4160 (50/60Hz)	75~670	6 12 18
		670~1300	6 12 18
		1301~2600	12 18
	6000~6600 (50Hz)	75~500	6 18
		501~930	6 18
		1125~2600	12 18
液体对 空气热 交换	4000~4160(50/60Hz)	2250~4500	12 18
	6000~6600(50Hz)	2250~3730	
	4000~4160(50/60Hz)	4501~6000	
	6000~6600(50Hz)	3731~6000	
	4000~4160(50/60Hz)	2250~4500	
	6000~6600(50Hz)	2250~3730	
	4000~4160(50/60Hz)	4501~6000	
	6000~6600(50Hz)	3731~6000	

9) 通用中压变频器特性见表 10.3-19。

表 10.3-19 通用中压变频器特性

设计标准	CSA/UL/IEC/IEEE/NEMA/CE/ANSI
逆变器类型	CSI-PWM
电动机类型	感应式电动机, 同步电动机, 绕线转子异步电动机
额定功率	100~16000hp (75~12000kW)
输入额定电压	(1±10%)标称线路电压
输入电源频率	(1±3%)50/60Hz
输出额定电压	0~2300; 0~3300; 0~4160; 0~6000; 0~6900
输出频率	0~75Hz
输出波形	接近标准正弦的电流及电压波形(THD≤5%)
整流器设计	6/12/18 脉冲, PWM
电源输入保护	金属氧化压敏电阻
中压隔离	光纤(整流器/逆变器/热传感器)
效率	>98.5% (满负荷、满速度下)
调制技术	PWM(脉宽调制技术)和 SHE(有选择性谐波抑制技术)
控制方法	无速度传感器直接矢量控制
调整方法	ASTC 自整定控制
过载能力	110% 1min 或 150% 1min
速度调整率	0.5% 开环/0.1% 带同轴编码器

续表

操作员界面	40 字符/16 行格式化文本
控制电压	110/120/220/240V AC, 50/60Hz
模拟量输入	4~20mA/0~10V
控制 I/O	光电隔离(准备好/运转/故障/报警)
通信接口	Modem, RS-232, Drives Tools, RIO, SCAM Port
机壳	NEMA Type 1/IP 20
环境温度	32~104°F, 0~40°C
冷却方式	强制空气冷却式或液体冷却式
相对湿度	95% 无凝结
海拔高度	1000m 以下不需降容使用
机柜涂料	环氧粉末

2.2 调压调速

2.2.1 调压调速原理

调压调速是异步电动机一种较简单的调速方法。由于异步电动机电磁转矩与输入电压基波的二次方成正比, 改变电动机端电压基波有效值大小即可改变电动机的机械特性($M-s$ 曲线)形状和它们与负载特性 T_L 的交点(工作点)处转差 s , 从而实现调速, 如图 10.3-37 所示。在 20 世纪 50 年代以前, 一般采用串饱和电抗器降压、自耦调压器调压等电磁装置改变电动机端电压; 随着电力电子技术的发展, 现多采用由双向晶闸管构成的交流固态调压器实现交流调压。图 10.3-38 所示为一种对称接法三相交流固态调压器主电路, 其输入电压 U_A 、 U_B 、 U_C 接电网, 输出 U_a 、 U_b 、 U_c 接异步电动机。为应用移相触发方式控制输出电压大小, 要求采用后沿固定、前沿可调、最大宽度达 180° 的脉冲链或双窄脉冲触发晶闸管, 以防止两反并联晶闸管导通不对称引起的大电流冲击。

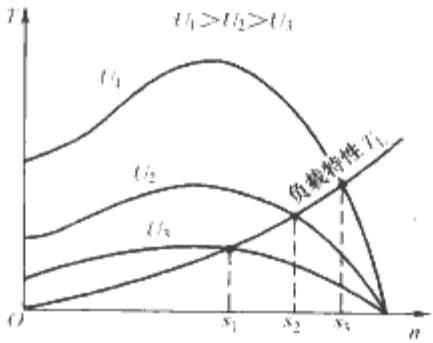


图 10.3-37 调压调速原理

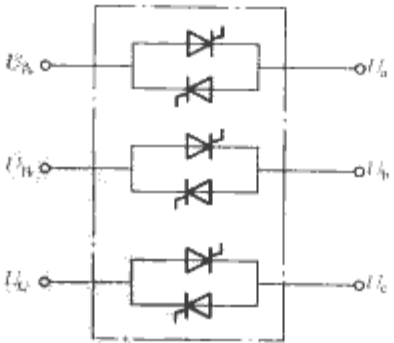


图 10.3-38 对称接法三相交流固态调压器主电路

三相异步电动机常用交流固态调压器线路如图 10.3-39 所示, 其中方案 a 采用三个双向晶闸管(或 6 个单向晶闸管两两反并联)分别与 Y 联结三相绕组串联。由于三相对称, 谐波较少, 调速性能最优, 与自耦变压器正弦波调压方式相

比,输出同样功率时定子电流只增加7%。其次为方案b,三相接法对称,能获得良好的调速性能,只是电动机绕组为 Δ 联结,可流通三次谐波电流,增大了绕组电流及相应损耗。方案c的损耗要比方案a、b大,但晶闸管元件电压、电流定额仅为前两方案的 $1/\sqrt{3}$ 。方案d所需元件最少,只有3个单相晶闸管,系统简单但不对称,性能不理想,电流谐波多、电动机损耗大,与正弦供电的电磁调压方式比,在相同输出功率下电流要增大43%,只能用于小容量、大转子电阻的力矩电动机调速中。

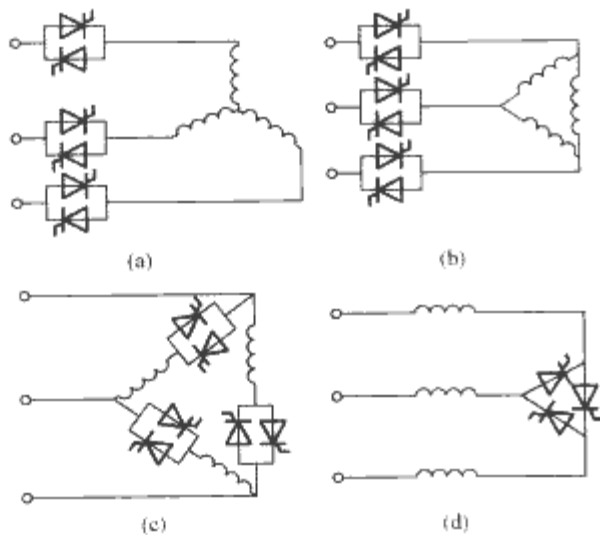


图 10.3-39 常用三相交流固态调压器线路
(a) 方案a; (b) 方案b; (c) 方案c; (d) 方案d

用于调压调速的异步电动机要求是大转子电阻电动机(高转差电动机或绕线转子电动机外接电阻),以获得较宽的调速范围并防止转子过热。但转子电阻增大后异步电动机机械特性将变软,无调速精度可言,且低速运行不稳定。故对于恒转矩负载及调速范围2:1以上的应用场合,应采用如图10.3-40(a)所示的速度负反馈控制。采用速度闭环后机械特性如图10.3-40(b)所示,这是一族由速度给定 u_g 控制的平行线,其硬度得到极大的提高,可获得10:1的调速范围。

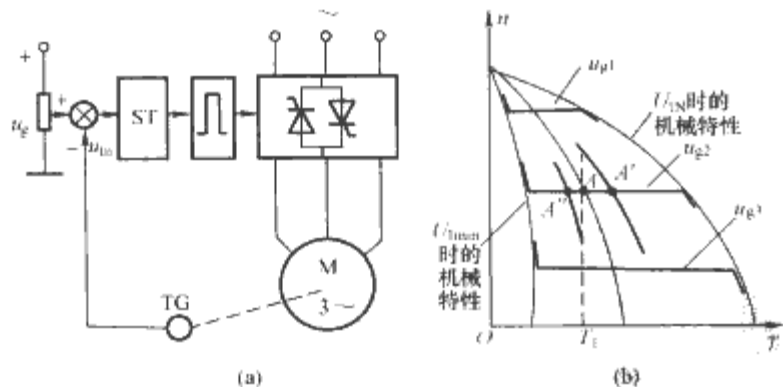


图 10.3-40 速度负反馈调压调速系统
(a) 原理图; (b) 机械特性

调压调速属转差功率消耗型调速方式,适合于风机、水泵类负载的驱动;而拖动恒转矩负载则不宜长时间在低速下运行,以防转子过热烧毁。

调压调速系统结构简单,成本低,但运行效率也低,适合于调速精度要求不高(3%)的设备,如低速电梯、起重机械、风机、水泵等,电动机功率一般限制在200~300kW以内。

2.2.2 异步电动机软起动器

当供电网络和变压器的容量足够大(一般要求比电动机容量大4倍以上)、而供电线路并不太长(起动电流造成的瞬时电压降落低于10%~15%)时,小容量三相异步电动机可

以直接通电起动,操作也很简便。

起动时, $s=1$,起动电流和起动转矩分别为

$$I_{st} \approx I'_{st} = \frac{U_s}{\sqrt{(R_s + R'_r)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}} \quad (10.3-11)$$

$$T_{st} = \frac{3n_p U_s^2 R'_r}{\omega_1 [(R_s + R'_r)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2]} \quad (10.3-12)$$

不难看出,一般情况下三相异步电动机的起动电流比较大(4~7倍额定电流),而起动转矩并不大(0.9~1.3倍额定转矩)。这样,中、大容量电动机起动时会使电网压降过大,影响其他用电设备的正常运行,甚至使该电动机本身起动不起来。这时若降低电压,起动电流正比降低,从而可以避开起动电流冲击。但起动转矩将降低更快,出现起动转矩不够的问题。因此降压起动只适用于中、大容量电动机空载(或轻载)起动。

现代带电流闭环控制的异步电动机软起动器主电路采用晶闸管交流固态调压电路,采取移相触发控制连续改变其输出电压,限制起动电流并保持恒流起动,起动时间短于一次降压起动,达到稳定运行时可用接触器旁路切除软起动器。视起动时所带负载的大小,起动电流可在 $(0.5 \sim 4)I_N$ 之间调整,以获得最佳的起动效果,但不宜于满载起动。软起动的功能同样也可以用于制动,用以实现软停车。

2.2.3 电磁转差离合器(电磁调速电动机)

电磁转差离合器是一种调速原理与性能与异步电动机调压调速十分相似的调速装置,它通过调节转差离合器的励磁电流改变其内部磁场强度实现调速,也属于转差功率消耗型调速方式,只是转差功率消耗在与电动机同轴的电磁离合器中。

电磁转差离合器结构如图10.3-41所示,它由电枢及磁极两部分构成,分别旋转,通过气隙磁通构成磁的联系。电枢大多为整块铸钢爪极结构;磁极上装有直流励磁绕组,通过集电环、电刷由单相半波可控整流电路提供大小可调励磁电流 I_e 。当电枢被异步电动机拖动以恒速 n 旋转时,电枢与磁极间的相对运动会在实心电枢中感应出涡流,与磁场相互作用产生电磁转矩。改变励磁电流 I_e 大小可调节电枢与磁极间相对旋转的转差,从而改变从动轴的输出速度 n' 。若 $I_e=0$,磁极停转,使从动轴与主动轴分离,起到离合器的作用。

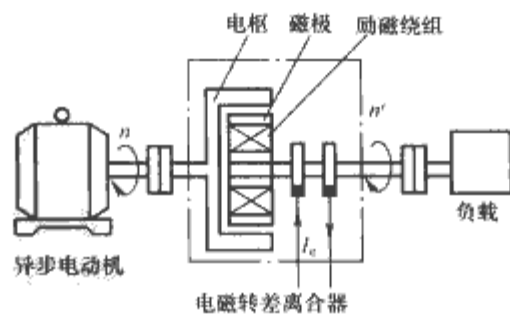


图 10.3-41 电磁转差离合器结构

电磁转差离合器的机械特性和实心转子异步电动机调压调速特性十分相近,其自然机械特性很软,如图10.3-42(a)所示。为提高调速精度和运行稳定性,常采用速度负反馈闭环控制。闭环机械特性如图10.3-42(b)所示,其中 u_g 为速度指令电压,可获10:1的调速范围。

电磁转差离合器常与异步电动机在结构上做成一体,并配有同轴测速发电机和速度闭环控制装置,这种成套配置常称为电磁调速电动机。电磁转差离合器或电磁调速电动机结

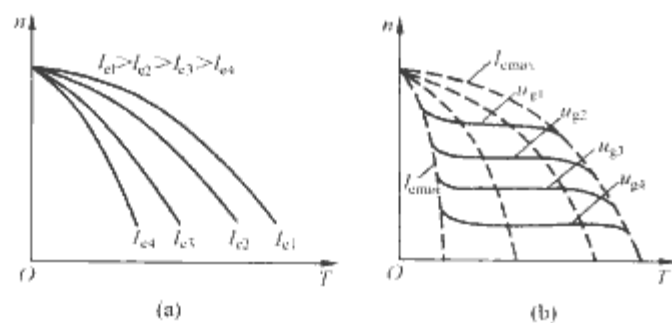


图 10.3-42 电磁转差离合器机械特性

(a) 开环机械特性; (b) 闭环机械特性

构简单、控制方便、价格低廉、运行可靠,且对电网、电动机无谐波影响;但效率低、转差损耗大,负载时的速度上限只能达同步速的 80%~85%,常应用于上百千瓦之内的一般工业调速传动和风机、水泵类负载的调速节能。

2.3 绕线转子异步电动机的调速控制

绕线转子异步电动机由于转子绕组可以通过集电环及电刷与外部进行电的联系,使其调速方式比笼型异步电动机更加灵活。除了变频和定子调压调速外,还可以通过直接控制转子回路内的转差功率实现转子串电阻调速、转子斩波变阻调速、串级调速和双馈调速等多种调速方式。由于变流装置设置在转子侧,处理的仅是转差功率而非全部的电磁功率,因而具有调速装置容量小、投资省的显著特点,在各类调速中颇具特色。

2.3.1 转子斩波变阻调速

绕线转子异步电动机转子回路外接三相电阻 R_f 后,机械特性中的最大转矩 T_m 不变,对应 T_m 的临界转差 s_m 将随外接电阻 R_f 的增大而增加,转速下降,如图 10.3-43 所示。

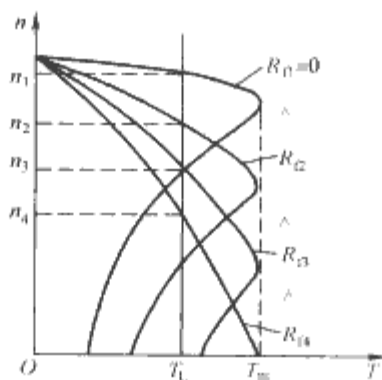


图 10.3-43 转子外接电阻 R_f 不同时的机械特性

虽转子外接三相电阻调速具有较高功率因数,但传统方式为手动、有级,反应慢且电阻数量多。为实现自动控制,现多采用斩波变阻调速方式,如图 10.3-44 所示。图中,三相转子电压经不控整流器变换成直流,使所需外接电阻减少至单个 R_{ex} ,再在 R_{ex} 两端并接斩波器,实现斩波变阻。

设 T_{off} 时间内,斩波器关断,转子回路总电阻为 $R_2 + R_{ex}$; T_{on} 时间内斩波器导通, R_{ex} 被短路,转子回路总电阻仅为转子绕组电阻 R_2 。这样,一个开关周期 $T = T_{on} + T_{off}$ 内转子回路等效电阻 R_f 应为

$$R_f = \frac{(R_2 + R_{ex})T_{off} + R_2 T_{on}}{T} = R_2 + (1 - \alpha)R_{ex} \quad (10.3-13)$$

因此,改变斩波器的导通比 $\alpha = T_{on}/T$,就可连续改变等效电阻 R_f ,实现绕线转子异步电动机的串电阻无级调速。

2.3.2 串级调速

绕线转子异步电动机串级调速的基本思想是在转子回路中串入一个与转子同频的附加电动势 E_f ,进行转差功率的

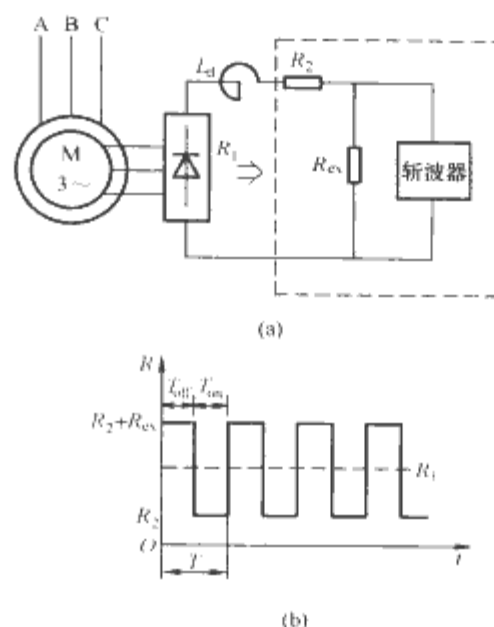


图 10.3-44 绕线转子异步电动机转子串电阻斩波变阻调速

(a) 电路图; (b) 串接电阻值

吸收或补充,实现速度的调节,其原理性电路如图 10.3-45 所示。当 E_f 的相位与转子电流 I_2 相位相反,提供附加电动势 E_f 的装置吸收电功率,增大 E_f 将使转差功率 $P_s = sP_M = 3I_2^2 R_2 + 3E_f I_2$ 增加,在恒转矩控制下,电动机转差 s 增大,转速降低,在同步速以下作亚同步串级调速运行;如果 E_f 与 I_2 相位相反,提供附加电动势 E_f 的装置将有功功率 $3E_f I_2$ 补充至转子回路,补偿部分、甚至全部的转子电阻固有损耗 $3I_2^2 R_2$,电动机定子侧提供的转差功率 P_s 减小、甚至变负,电动机转速升高、甚至超过同步速,作超同步串级调速运行。

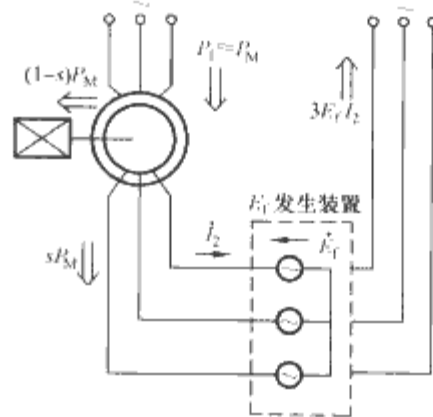


图 10.3-45 串级调速原理性电路

实际串级调速系统中,附加电动势 E_f 通常通过静止变流器引入。为了避免调速时 E_f 必须跟踪转差频率的技术难点,可采用交一直整流器将转子交流变成直流,采用有源逆变器直流逆变电动势作为 E_f 来吸收或补充转差功率,实现串级调速功能。如图 10.3-46 所示为采用晶闸管有源逆变器实现的亚同步串级调速系统。由于转子侧采用不控整流器,决定了转差功率只能从电动机转子流向电网,只能在同步速以下运行。当有源逆变器逆变角 $\beta = 90^\circ$ 时,电动机速度最高;当 $\beta = \beta_{min} = 30^\circ$ 时,电动机速度最低。由于变流装置处理的仅为电动机的转差功率,当电动机调速范围不宽(如风机、水泵类负载仅需同步速以下 30%)时,串级调速装置容量小(约为额定功率的 30%),比较经济。但这也限制了串级调速系统的最低运行转速,特别是不允许采用串级调速装置起动电动机,需采用专门的起动电阻 R_Q (如频敏变阻器)起动,只有当起动完毕进入高速后才可将串级调速装置投入,进行向下的调速运行。

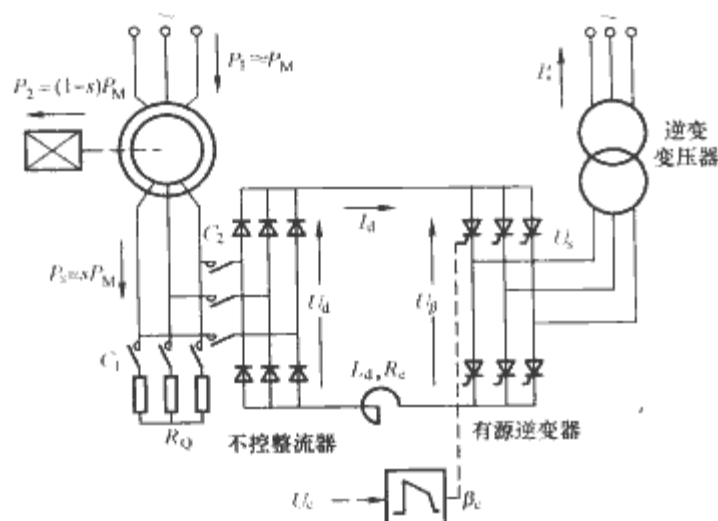


图 10.3-46 晶闸管亚同步串级调速系统

由于晶闸管亚同步串级调速系统的不控整流器接至绕线转子异步电动机转子回路，转子电量交变频率很低，给整流器工作过程带来与一般整流电路不同的特点，并影响着串级调速系统的运行特性。

串级调速系统的转子整流电路中，输入的交流侧转子电动势 E_2 幅值与频率均是转速的函数；折算至转子侧的异步电动机定、转子漏抗也与运行频率或转差有关，且其值比一般整流变压器漏抗大，因此整流过程中出现的换流重叠现象严重，在电动机负载较大时会产生特殊的整流器件强迫延迟换流现象。

根据电力电子电路理论，整流电路的换流重叠角 γ 可表示为

$$\gamma = \arccos \left[1 - \frac{2sX_{M0}I_d}{\sqrt{6}sE_{20}} \right] \quad (10.3-14)$$

式中： X_{M0} 为 $s=1$ 时折算到转子侧的定、转子每相漏抗； E_{20} 为 $s=1$ 时转子每相电动势。

当电动机负载较小时， I_d 小， γ 在 $0^\circ \sim 60^\circ$ 之间，各整流器元件都能在相应的自然换流点处换流（ $\alpha_p=0^\circ$ ）。当负载电流 I_d 增大至使按式(10.3-14)计算出的 $\gamma > 60^\circ$ 时，器件未能在自然换流点处准时结束换流，出现换流延迟现象，其强迫延迟换流角为 α_p 。此时 6 个整流管在一个转子电动势周期内轮流工作，无论 I_d 再大，换流重叠角最多也只有 $\gamma=60^\circ$ 。因此串级调速系统中异步电动机转子整流电路有两种正常工作状态：

(1) 第一整流工作状态。特征是 $0^\circ \leq \gamma \leq 60^\circ$ ， $\alpha_p=0^\circ$ 。

(2) 第二整流工作状态。特征是 $\gamma=60^\circ$ ， $0^\circ < \alpha_p < 30^\circ$ 。

若 $\alpha_p=30^\circ$ ，会出现 4 个整流元件同时导通的非正常状态，此时共阳极组和共阴极组器件间的换流会发生重叠。保持 $\alpha_p=30^\circ$ 而使 γ 继续增大，称为第三整流工作状态，这是一种将出现直流母线直通短路的故障状态，应予以防止。

不同整流工作状态下转子整流电路 I_d 与 γ 、 α_p 关系如图 10.3-47 所示。

当转子整流电路工作在第一整流工作状态下，串级调速的机械特性类似于他励直流电动机，但由于串级调速装置引入的等效转子电阻较大，致使特性较软。当工作在第二整流工作状态下时，特性更软，随着负载 I_d 增加， α_p 增大，转速显著下降，如图 10.3-48 所示。

串级调速系统调速特性如图 10.3-49 所示，是一簇平行而下斜的直线，通过改变逆变角 β 实现调速。由于其特性较软，特别是负载较重时更软，除一些调速范围不宽、调速精度要求不高的场合，如风机、水泵调速可采用开环控制外，一般需采用速度及电流负反馈的双闭环控制。双闭环串级调

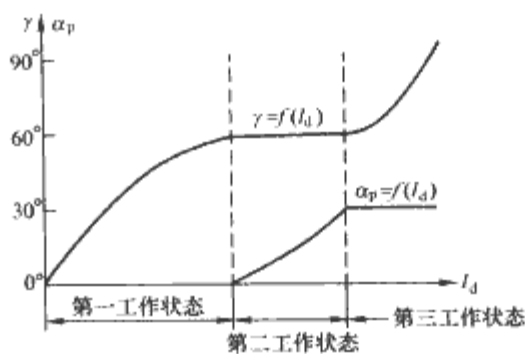
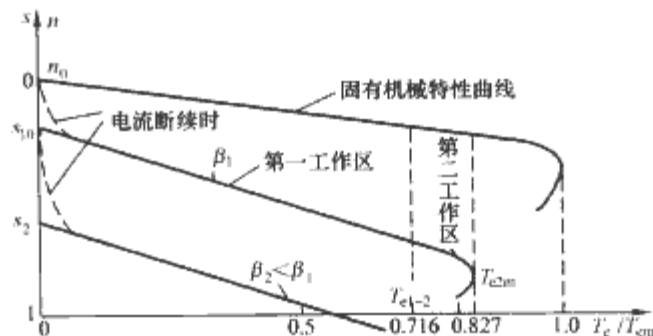
图 10.3-47 不同整流工作状态下转子整流电路 I_d 与 γ 、 α_p 的关系

图 10.3-48 晶闸管亚同步串级调速系统机械特性

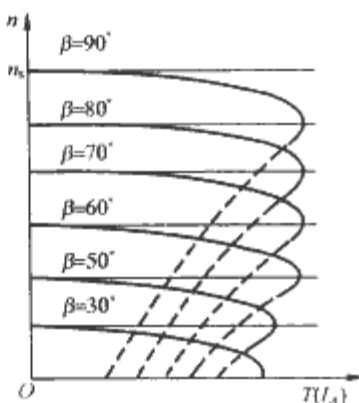
速系统可以采用双闭环直流调速系统同样的方法进行系统综合、设计，可采用直流系统用的控制单元，变流装置中的开关元件、滤波电抗器的选择也与之相同。

晶闸管亚同步串级调速系统主要缺点是功率因数低， $\lambda=0.3 \sim 0.5$ ，其原因主要有：

(1) 有源逆变器晶闸管采用电网电压自然换流，换流需要感性无功电流；异步电动机本身也需要感性无功电流励磁，致使串级调速系统总无功需求大为增加。

(2) 异步电动机转子电动势频率很低，低频率状态

图 10.3-49 晶闸管亚同步串级调速系统调速特性



下工作的不控整流元件存在严重的换流重叠现象，换流重叠角 μ 很大。反映到定子侧会使定子电流比不接整流器时要多落后定子电压一个 $\mu/2$ 角，致使异步电动机本身的功率因数也恶化。

(3) 逆变器晶闸管采用移相触发方式控制，造成电压、电流波形非正弦畸变，各类谐波无功的存在恶化了串级调速系统功率因数。

要改善晶闸管亚同步串级调速系统的功率因数，最主要是减少逆变器换流所需感性无功，可从以下几方面采取措施：

(1) 改变晶闸管的换流方式，由电网电压自然换流改为电容强迫换流，使有源逆变电路不仅无需感性无功，甚至可以产生感性无功并补偿异步电动机的无功需要，使串级调速系统功率因数提高到 $\lambda=0.9$ 以上，构造成高功率因数串级调速系统。

(2) 使逆变器晶闸管保持较小的逆变角 β 以减少换流所需无功。为此可采用逆变变压器抽头来改变逆变器交流电压，以满足小逆变角的工作条件；或采用两个逆变器的纵联联接替代单一大容量逆变器，运行时采取固定一个的逆变角为最小（ $\beta_{\min}=30^\circ$ ）、改变另一个的逆变角（ $\beta=30^\circ \sim 150^\circ$ ）来调速的所谓“不对称控制”方式。

(3) 串级调速装置直流环节加入斩波器, 在固定逆变角 $\beta_{\min}=30^\circ$ 最小条件下, 通过斩波调压控制实现速度调节。

2.3.3 双馈调速

若将晶闸管亚同步串级调速系统的转子侧不控整流器改为可控整流并工作在逆变状态, 同时使电网侧变流器工作在整流状态, 如图 10.3-50 所示, 则转差功率可以从电网输入至转子回路, 使电动机处于定、转子双向馈电状态, 两部分功率汇集变成机械功率从轴上输出。由于转差功率流向反向, $P_s=sP_M<0$, $s<0$, 表明电动机转速高于同步速, 构成超同步串级调速运行, 或称双馈调速系统, 此时电动机轴上输出功率可以大于额定功率。

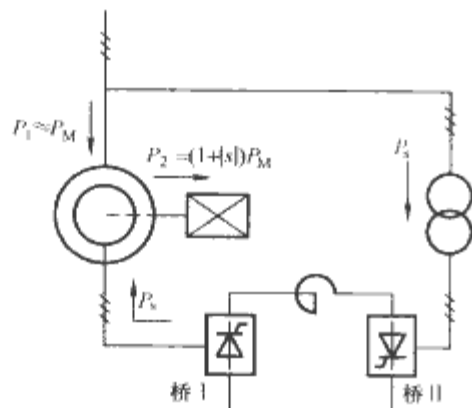


图 10.3-50 双馈调速系统

双馈调速系统中定、转子的功率流向可以双向控制, 从而具有四象限运行能力, 这是通过控制两变流器的移相触发角实现的, 如图 10.3-51 所示。

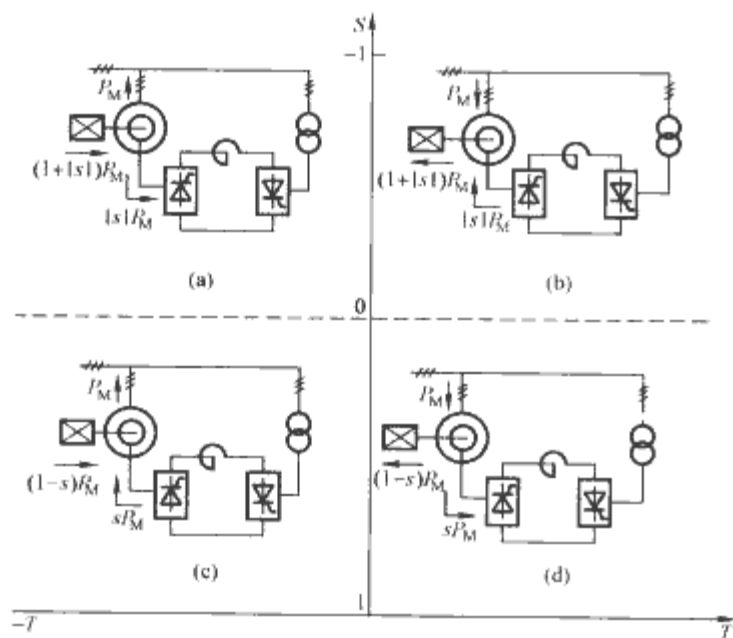


图 10.3-51 双馈调速系统的四象限运行及相应功率流向

- (a) 超同步再生制动 ($s<0$); (b) 超同步电动 ($s<0$);
(c) 亚同步再生制动 ($s>0$); (d) 亚同步电动 ($s>0$)

一般中、小功率双馈调速系统采用如图 10.3-50 所示交—直—交变频方式, 其中转子侧变流器须采用强迫换流晶闸管变流电路, 以解决同步速及其附近的换流问题。为了改善转子侧及电网侧 (图 10.3-50 中桥 I 及桥 II) 的输入功率因数和转子侧变流器 (桥 I) 的换流问题, 开发了采用自关断器件的 PWM 整流—PWM 逆变形式的双 PWM 交—直—交型变频器用于双馈调速系统, 如图 10.3-52 (a) 所示; 特别适用于大型变速恒频双馈异步风力发电机中, 这是一种运行在发电状态的双馈电机, 如图 10.3-52 (b) 所示。

大功率双馈调速系统则采用交—交变频器, 可利用电网电压实现晶闸管自然换流, 图 10.3-53 所示为一种采用三相

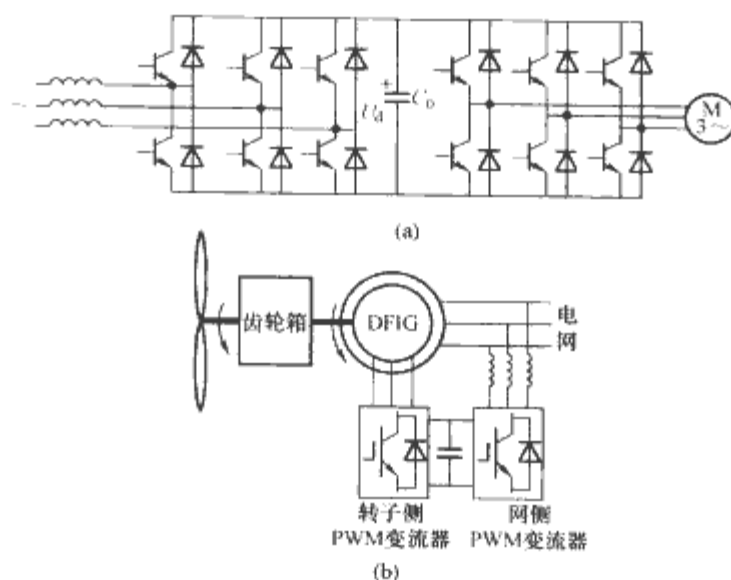


图 10.3-52 双馈调速系统用双 PWM 交—直—交型变频器

(a) 双 PWM 交—直—交变频器; (b) 用于大型变速双馈异步风力发电机中

零式交—交变频器构成的双馈调速系统主电路。

双馈调速可用于有四象运行要求的高性能调速系统中, 由于变频装置设置在转子侧, 除具有装置容量小的特点外, 更可用于高压电动机的变频调速, 在国外已被用于大容量高速泵的传动。此外由于可运行在再生制动亦即发电状态, 也可构成变速恒频双馈发电系统, 用于风力、水力及各种可再生能源发电利用中。

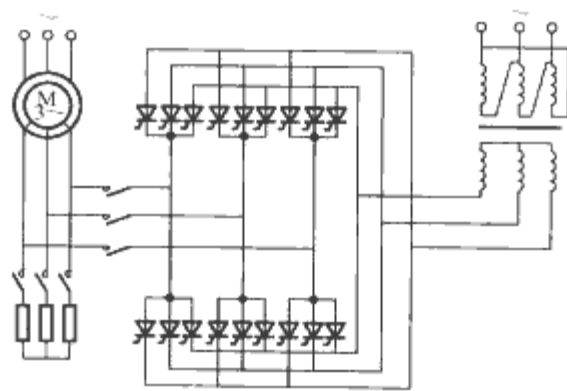


图 10.3-53 采用三相零式交—交变频器构成双馈调速系统主电路

3 同步电动机调速控制

同步电动机是一种转子速度必须与定子旋转磁场速度保持严格相同 (同步) 才能产生恒定电磁转矩的交流电动机, 它的调速方法除变极调速外, 采用电力电子技术方式只有变频调速。

同步电动机变频调速应用范围十分广泛, 其功率覆盖面非常广, 从瓦级的永磁无刷直流电动机到万千瓦级的大型轧机、窑炉传动电动机、鼓风机电动机等; 大型同步电动机和大型抽水蓄能电动/发电机的变频起动亦属于同步电动机变频调速之列。近期来永磁同步电动机的迅速发展, 使同步电动机的应用越来越广泛。

同步电动机调速系统具有如下特点:

(1) 同步电动机的转速与电源的基波频率之间保持着严格的同步关系, 只要精确地控制变频电源的频率就能准确地控制电动机速度, 调速系统无需速度反馈控制。这样, 可以用同一个变频电源方便地实现对多台同步电动机的集中控制, 实现协同调速。

(2) 同步电动机比异步电动机对转矩扰动具有更强承受

能力,能作出较快反应。这是因为只要同步电动机的功角作适当变化就能改变负载转矩,而转速始终保持原同步速不变,因而转动部分的机械惯性不会影响同步电动机对转矩的快速响应。与之相反,异步电动机负载转矩变化时,必须要求转差率变化才能改变电磁转矩,电动机转速也就要作相应的变化,而转动部分的惯性阻碍了转矩响应的快速性。因此,同步电动机比较适合于要求对负载转矩变化作出快速反应的交流调速系统中。

(3) 由于同步电动机能从转子侧进行励磁,即使极低的频率下也能运行,故它的调速范围比较宽。异步电动机转子电流靠电磁感应产生,在频率很低的情况下转子中难以感生必需大小的电流,所以它的工作频率受到限制,调速范围比较窄。

(4) 同步电动机可以通过调节转子励磁来调节电动机的功率因数,故有可能使之运行在 $\cos\varphi=1$ 的状态下。此时电枢铜耗最小,也可减小变频器容量。

(5) 异步电动机须从电源吸收滞后的无功电流,即电动机电流在相位上滞后于逆变器的输出电压。此时如采用晶闸管逆变器,必须采用强迫换流措施,要求有复杂的换流回路、昂贵的换流电容器和具有快速关断能力的快速晶闸管,还伴随有不小的换流损耗。而在同步电动机调速系统中,由于能运行在超前功率因数下,有可能利用电动机的反电动势对晶闸管实现负载换流,克服了需强迫换流的弊病。

(6) 同步电动机变频调速系统可分为他控式变频调速和自控式变频调速两种形式。他控式变频调速系统和异步电动机变频调速控制方式相似,其运行频率由外界独立调节,改变变频器的输出频率实现对同步电动机调速,但受负载及转子轴系机械转动惯量影响,容易产生失步现象。自控式变频调速系统变频器输出频率直接受电动机自身转速控制,每当电动机转过一对磁极,控制变频器的输出电压或电流正好变化一周,电磁量变化周期与转子速度始终保持同步,不会出现失步现象,但此时同步电动机需设置转子磁极位置检测机构。

3.1 他控式变频调速系统

作为交流电动机的一种,同步电动机也是一个多变量、强耦合、非线性、时变的复杂系统,要获得优良的调速特性,变频调速系统必须采用矢量变换控制。图 10.3-54 所示

为采用气隙磁场定向、交—交变频器供电的同步电动机变频调速矢量变换控制系统。

系统主控制指令为速度给定信号 ω^* 。 ω^* 与测速机 TG 实测的转子速度 ω 相比较,其误差信号经速度调节器 ST 作 PI 运算,输出为保持速度给定所需的转矩给定值 T^* 。通过除以观测得到的气隙磁通 Φ_M ,得到电枢电流等效转矩分量给定值 i_{T1}^* 。与此同时,根据实际转速的大小,按基频以下恒磁通(恒转矩)、基频以上弱磁通(恒功率)的控制规律,由函数发生器给出气隙磁通给定值 Φ_M^* 。磁通调节器 ΦT 依据误差信号 $(\Phi_M^* - \Phi_M)$ 进行 PI 调节,输出控制气隙磁通有效值 Φ_M 所需的电动机磁化电流给定值 i_M^* 。磁极位置运算器根据转子位置检测器 PS 检测到的转子磁极位置,经计算并输出转子磁极 d 轴相对于定子绕组 A 相轴线的空间位置角 θ_r (以正弦、余弦形式给出),供坐标旋转变换使用。磁通运算器根据输入定子电流 i_a 、 i_b 、转子励磁电流 i_c 及转子磁极位置角 θ_r ,计算气隙磁通 Φ_M 的大小、位置角 θ_ϕ 及电动机功率角 $\theta = \theta_r - \theta_\phi$ 。电流给定值运算器则根据电动机磁化电流给定值 i_M^* 、定子电流转矩分量给定值 i_{T1}^* 、转子励磁电流 i_c 及磁通运算器的输出,计算出按等效直流电动机方式解耦控制后的同步电动机定、转子电流给定值 i_d^* 、 i_q^* 、 i_c^* 及 i_c^* ,再经电流闭环,控制交—交变频器和励磁用可控整流器,实现同步电动机的矢量变换控制。

大型交—交变频同步电动机变频调速矢量变换控制还可采用阻尼绕组磁链定向控制,除具有与气隙磁链定向控制完全相同的稳态特性外,由于阻尼磁链不受高次谐波扰动,可获得更强的磁链抗扰动性,更适合于高性能的传动控制,如轧钢机主传动。

3.2 自控式变频调速系统

自控式同步电动机变频调速系统由一台带转子磁极位置检测器的同步电动机和一套功率半导体逆变器组成。如果同步电动机为电励磁型式并配置晶闸管型逆变器,往往称为无换向器电动机;如果同步电动机为永磁型并配置以自关断器件构成的逆变器(功率电子开关),则被称为永磁无刷直流电动机。

3.2.1 无换向器电动机

3.2.1.1 无换向器电动机原理与特性

无换向器电动机有两种不同的系统结构形式:一种是直流无换向器电动机(自控式同步电动机交—直—交变频调速系统),如图 10.3-55 所示,它是将电网交流电经可控整流器变成大小可调直流,再经过晶闸管型逆变器转换成频率可调交流,供给同步电动机实现变频调速;另一种是交流无换向器电动机(自控式同步电动机交—交变频调速系统),如图 10.3-56 所示,它是采用交—交型晶闸管变频器直接将电网频率交流转换成可变频率交流,供给同步电动机实现变频调速。直流无换向器电动机系统简单,所用晶闸管元件少、耐压要求低,但因工作在极性不变的直流电源上,存在逆变器晶闸管元件的换流问题。交流无换向器电动机的变频器可依靠电网电压实现自然换流,换流可靠,但所用元件数目多,耐压要求高。

可以看出,所谓无换向器电动机,其实就是一种通过半导体变流器把电网频率电功

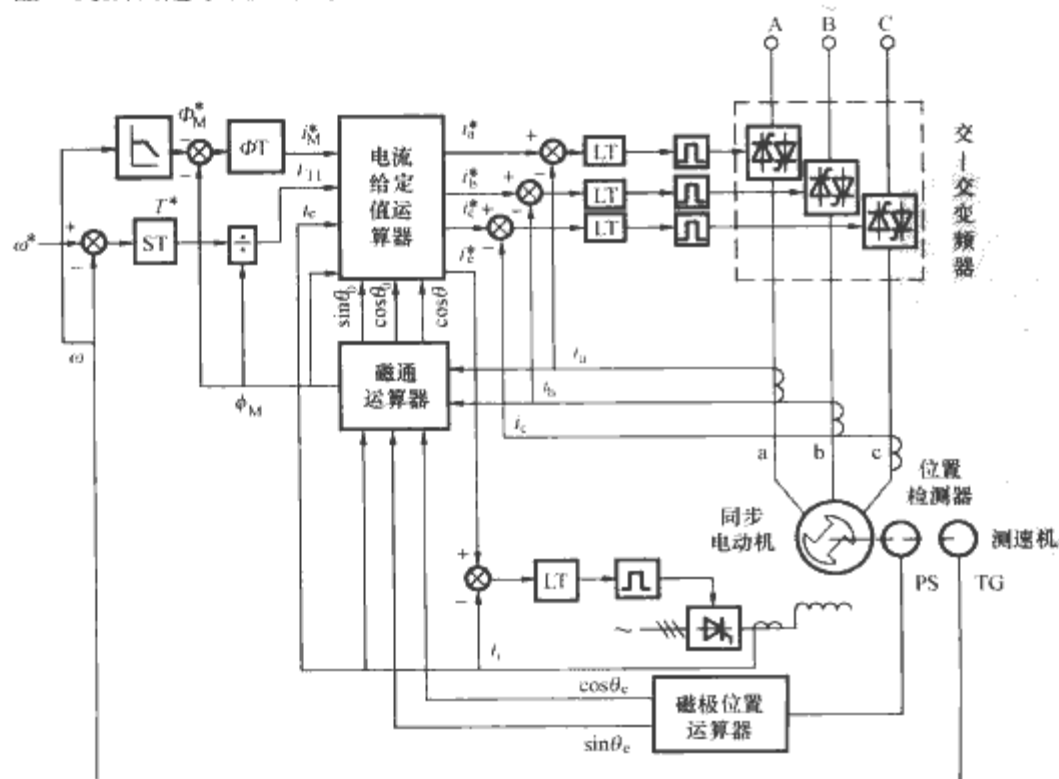


图 10.3-54 同步电动机变频调速矢量变换控制系统

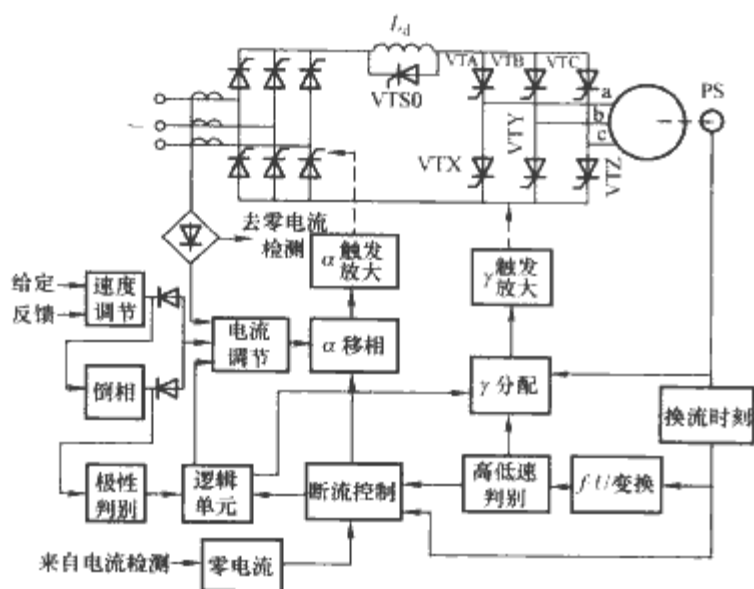


图 10.3-55 直流无换向器电动机调速系统

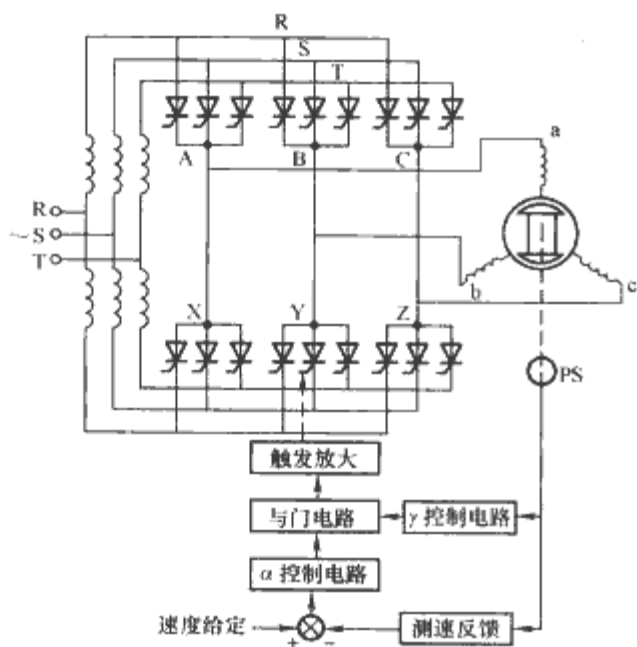


图 10.3-56 交流无换向器电动机调速系统

率转变成可变频率电功率供给同步电动机进行变频调速的系统，只是变流器输出频率不是由外界独立调节，而是受与电动机转子同轴安装位置检测器的控制，是一种“自控式变频器”供电方式，具有变频器输出频率和同步电动机转速始终同步而不会失步的特点。进一步的分析还可发现，从电刷以内看直流电动机本质上是一台交流同步电动机，整流器起机械式逆变器的功能，电刷起检测磁极空间位置的作用，因此无换向器电动机与直流电动机本质上有相同的结构形式，也具有相似的机械特性，可以通过调节电枢电压来实现调速。

无换向器电动机系统中的位置检测器有多种类型，其中应用较广的有霍尔元件式、光电式、接近开关式及电磁感应式。也可以利用电枢反电动势作间接位置检测，实现无位置检测器运行，但还需采取其他方式确定转子初始位置。

3.2.1.2 无换向器电动机的换流

无换向器电动机逆变器中晶闸管的可靠换流是该类电动机可靠运行的关键，决定了无换向器电动机的过载能力。无换向器电动机逆变器多利用电枢反电动势实现自然换流，可以直流无换向器电动机为例来说明其机理。由于该类电动机逆变器晶闸管接在极性固定的直流电源上，一旦触发导通后将无法关断。由于过励状态下的同步电动机能向逆变器提供落后的感性无功电流，故可利用电动机反电动势来实现自然换流。以图 10.3-55 中逆变器晶闸管 VTA 至 VTB 的换流为例，设换流前晶闸管 VTA、VTZ 导通，电流经晶闸管 VTA→a 相绕组→C 相绕组→晶闸管 VTZ 流通，如图 10.3-

57 (a) 所示。

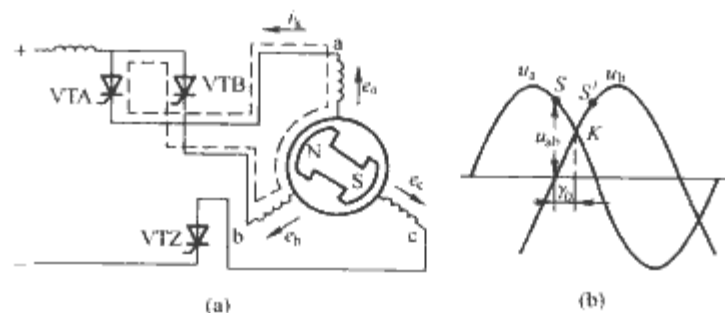


图 10.3-57 电枢反电动势换流原理图

(a) a、b 相换流回路；(b) 电压波形

如欲利用电动机反电动势实现电流从晶闸管 VTA 至 VTB 的转移（换流），要求反电动势 $e_a > e_b$ ，即换流时刻应选在比 a、b 两相反电动势波形交点 K 适当提前一换流超前角 $\gamma_0 > 0$ 的位置，如图 10.3-57 (b) 中的 S 点（图中采用 $u_a \approx e_a$ ， $u_b \approx e_b$ ）。在此 S 点时刻触发导通晶闸管 VTB 时，因 $u_a > u_b$ ， $u_{ab} = (u_a - u_b) > 0$ ，会在晶闸管 VTA、VTB 和电枢 a、b 相绕组间产生一个短路电流 i_K ，逐使 VTA 管电流减少、VTB 管电流增大。当 i_K 达到原 VTA 管承担的负载电流 I_d 时，VTA 管因实际电流下降为零而关断，负载电流全部转移至 VTB 管中，实现了成功换流。若换流时刻滞后于 K 点 [图 10.3-57 (b) 中 S' 点]，触发角 $\gamma_0 < 0$ ，此时 $u_b > u_a$ ，晶闸管 VTA、VTB 和电枢两相绕组间作用的电压 u_{ab} 和所产生的电流将与图 10.3-57 (a) 中方向相反，将阻止 VTB 管导通、维持 VTA 管继续导通，从而不能实现换流。

利用电动机反电动势换流的逆变器回路无需辅助换流电路，但也存在换流能力与转矩特性的矛盾。反电动势自然换流时晶闸管上的电压、反电动势及电流波形如图 10.3-58 所示，空载时晶闸管两端承受的电压 u 即反电动势 e ，如实线所示。在相当于换流超前角 γ_0 的一段时间内，晶闸管承受反压而能关断。当电动机负载后，一方面由于换流重叠角 μ 的影响使晶闸管导通时间增长、反压时间减少，另一方面出现电枢反应，使同步电动机端电压 u 的相位比反电动势 e 提前一个功角 θ ，也使晶闸承受反压的时间减少，如图 10.3-58 中虚线所示。表征晶闸管承受反压时间的角度 $\delta = \gamma_0 - \theta - \mu = \gamma - \mu$ 称为换流剩余角， γ_0 为空载换流超前角， $\gamma = \gamma_0 - \theta$ 为负载换流超前角，这些角度随负载电流的变化规律如图 10.3-59 所示。若 γ_0 太小则换流不可靠，若 γ_0 太大将使电磁转矩脉动加大，实用中常取 $\gamma_0 = 60^\circ$ 。由于负载电流 I 增大时，换流重叠角 μ 将增大，而电动机端电压将随同步电动机功角 θ 而前移，至使 γ_0 恒定时换流剩余角 $\delta = \gamma_0 - \theta -$

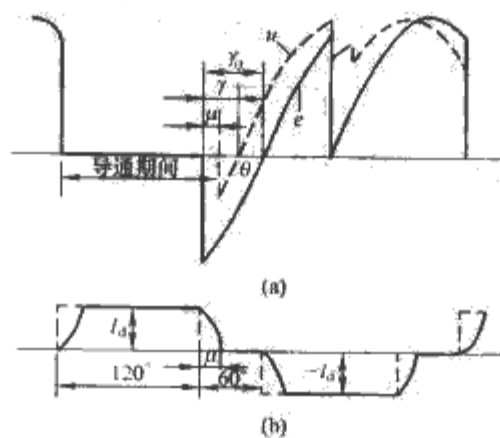


图 10.3-58 反电动势自然换流时晶闸管上电压、电流波形

(a) 电压；(b) 电流

μ 减少。为保证可靠换流, 要求由 δ 折算出的换流剩余时间 $t_{\delta} = \delta/\omega$ (ω 为逆变器最大工作频率) 必须大于晶闸管的关断时间 t_{q0} 。当 $t_{\delta} \approx t_{q0}$ 时, 无换向器电动机达到换流极限, 也即其最大负载能力 (过载倍数)。

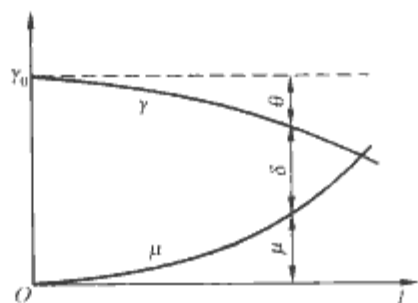


图 10.3-59 γ 、 μ 、 δ 与负载电流 I 关系

当电动机起动或转速低于 10% 额定转速运行, 电枢反电动势过小不足以实现反电动势自然换流时, 交流无换向器电动机可采用电网电压实现自然换流, 而直流无换向器电动机则采用断续电流法强迫换流。此时由转子磁极位置检测器检测到换流时刻时, 通过移相触发控制将可控整流器推至逆变状态, 使逆变器各晶闸管断流而关断; 在确保有效关断后再给该导通的元件发送触发脉冲使之开通。为加快断流和恢复电流, 电抗器旁并联有晶闸管 VTSO (图 10.3-55), 正常工作时阻断, 换流时导通, 以衰减电抗器中电流实现快速断流。

为增大换流极限、提高过载能力, 常用措施有: γ_0 随负载自动调节, 即恒换流剩余角 $\delta=C$ 控制; 减小交轴电抗、减小电枢反应, 以减小功角 θ ; 减小电枢漏抗或转子磁极加装阻尼绕组, 以减小换流重叠角 μ ; 随负载增加加强励磁, 使 γ 、 μ 随 I 变化趋缓。

3.2.1.3 无换向器电动机调速系统

直流无换向器电动机控制系统框图如图 10.3-55 所示, 包括电源侧的调速控制和电动机侧的四象限运行控制两部分。调速控制部分和直流电动机调速系统基本相同, 是由一个速度环和一个电流环构成的双闭环系统, 包括有逻辑控制和零电流检测单元。逻辑单元用来控制逆变器的触发脉冲分配, 以实现四象限运行; 零电流检测单元用来检测低速断流法换流时电流是否为零。电动机侧控制系统包括转子位置检测器 PS 和 γ 脉冲分配器, 它根据四象限运行需要将相应触发脉冲分配、输送至逆变器各晶闸管, 实现逆变器有效控制。

交流无换向器电动机控制系统框图如图 10.3-56 所示, 也是一个速度与电流的双闭环控制系统。由于交—交变频器晶闸管元件既起对交流电源的整流作用, 又起将整流后的电流分配给同步电动机电枢绕组的作用, 因此晶闸管触发信号一方面来自电流调节器的 α 移相控制, 另一方面来自位置检测器的 γ 移相控制; 两者相与后综合控制交—交变频器, 实现电动机的自同步控制及四象限运行。

由于无换向器电动机工作原理与直流电动机相似, 故工程设计中可采用与直流电动机相似的数学模型和控制系统工程优化方法。

无换向器电动机具有直流电动机那样优良的调速特性, 又没有换向器, 结构简单、无须经常维护, 可做成无接触式, 易于同时实现高速和大容量化, 常用于纺织、水泥、化工、制糖、矿山、交通和军工等比较恶劣的应用场合。目前国外已制成单机容量超过 5MW 的轧钢机主传动用无换向器电动机。此外无换向器电动机控制系统还可用来解决大型同步电动机的起动, 如美国电站 425MW 扬水发电机配置了 20MVA 无换向器电动机起动装置; 我国宝钢一号高炉大型送风机用 48MW 同步电动机也是采用无换向器电动机方式起动。

3.2.2 永磁无刷直流电动机

永磁无刷直流电动机主要由永磁同步电动机、转子磁极位置检测器、功率电子开关 (逆变器) 三部分构成, 是一个典型的机电一体化调速系统。图 10.3-60 所示为一台三相全桥主电路式永磁无刷直流电动机的组成结构。

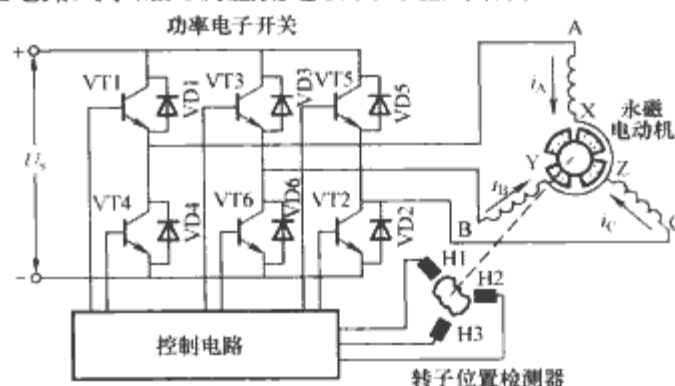


图 10.3-60 永磁无刷直流电动机的组成结构

虽然三相永磁无刷直流电动机应用最广, 但从减少转矩脉动、扩大单机容量等目的出发开发出多相电动机, 如四相、五相, 甚至十相、十二相、十八相。绕组为分布式或集中式, 配置以半桥或全桥形式主电路, 如图 10.3-61 所示。

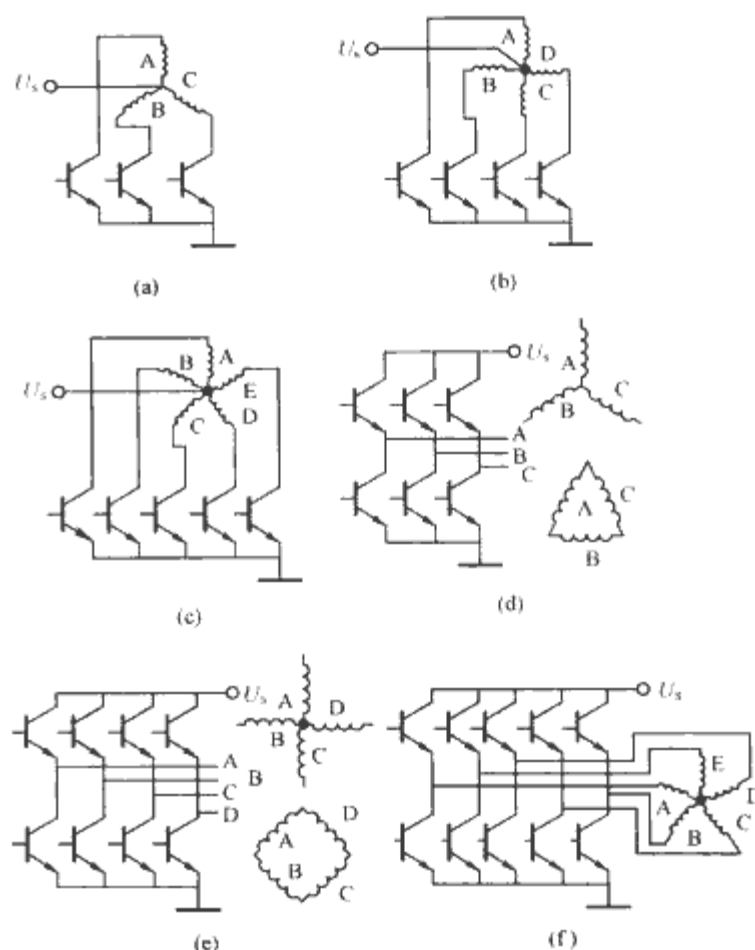


图 10.3-61 常用多相永磁无刷直流电动机主电路形式

(a) 三相半桥; (b) 四相半桥; (c) 五相半桥;
(d) 三相全桥; (e) 四相全桥; (f) 五相全桥

电动机的永磁转子多采用钕铁硼等稀土永磁材料, 常采用瓦片型永磁体直接粘贴在转子铁轭表面, 构成面贴式结构, 故其气隙磁场沿转子表面呈矩形分布。功率电子开关 (逆变器) 用于给定子各相绕组在一定时刻、通以一定时间长度的恒定直流电流 (方波电流), 以便与转子矩形永磁磁场作用产生持续、恒定的电磁转矩。功率开关器件一般采用 GTR、MOSFET, 较大容量电动机采用 IGBT 或 IPM 模块。各相绕组通电顺序、通电时刻和通电时间长短取决于转子磁极与定子绕组的空间相对位置, 这是由转子位置检测器感知、产生出多相位置信号, 并经逻辑处理、功率放大后形成功率开关元件的触发信号来控制定子绕组的通、断 (换向)。

永磁无刷直流电动机中常用的位置检测器多为霍尔磁敏元件,故这种电动机常被称为霍尔电动机。图 10.3-62 所示为四极电动机用霍尔位置传感器电路结构。此外光电式位置传感器也是常用位置检测元件。由于位置检测器有机械安装、维护和运行可靠性等问题,近期出现了无位置检测器的运行控制方式,利用电动机定子绕组反电动势作为转子磁极的位置信号。目前已有无位置检测器永磁无刷直流电动机专用控制芯片供选用。

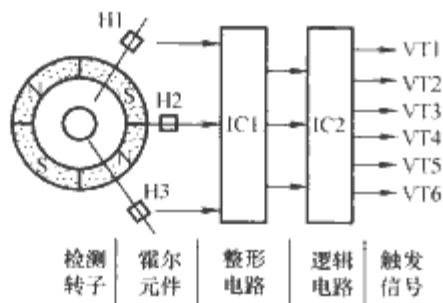


图 10.3-62 四极电动机用霍尔转子位置传感器电路结构

3.2.2.1 永磁无刷直流电动机原理与特性

永磁无刷直流电动机运行基于转子位置检测器对功率电子开关(逆变器)元件的换流控制,可以采用三相半桥式功率主电路、一对极($P=1$)的单元电动机为例来说明,如图 10.3-63 所示。图中,3 只光电式位置传感元件 H1、H2、H3 空间互差 120° 均布, 180° 开口遮光圆盘与转子同轴安装,共同构成转子磁极位置检测器。调整遮光圆盘与转子磁极的相对位置可使开口边沿反映转子磁极的空间位置。

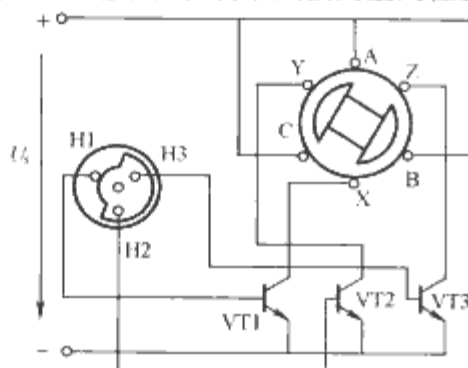


图 10.3-63 三相半桥式功率主电路、单元($P=1$)电动机

设圆盘开口位置使光电元件 H1 受光而输出高电平,用以触发导通功率开关 VT1 使直流电流流入 A 相绕组 A-X,形成位于 A 相绕组轴线上的电枢磁通势 F_a 。此时圆盘开口与转子磁极的相对位置被调整得使转子永磁磁通势 F_r 位于 B 相绕组的 B-Y 平面上,如图 10.3-64 (a) 所示。由于 F_a 在顺时针方向领先 F_r 150° ,两者作用产生驱动转矩使转子顺时针旋转。

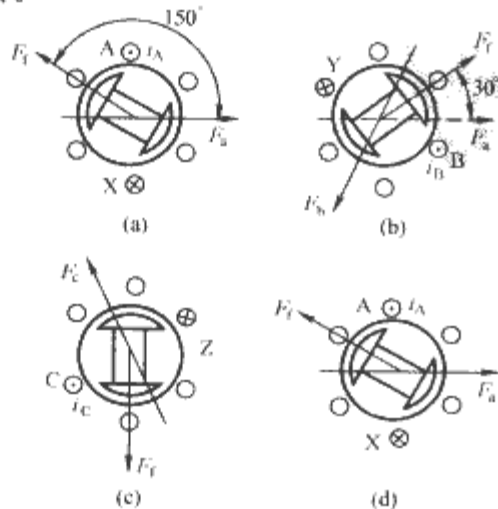


图 10.3-64 各相绕组通电顺序及电枢步进磁场的形成

当转子磁极转至图 10.3-64 (b) 所示位置时如仍继续保持 A 相绕组通电,则电枢磁势 F_a 领先永磁磁势 F_r 的空间角度将减至 30° 并继续减少,最终导致驱动转矩消失。然而由于同轴安装的旋转圆盘同步旋转,其开口正好使光电元件 H2 受光、H1 遮光,从而功率开关 VT2 导通、VT1 关断,电流从 A 相绕组换相至 B 相绕组。电枢磁势变为 F_b 且又在旋转方向上重新领先 F_r 150° ,两者作用产生驱动转矩使转子顺时针继续旋转。当转子磁极旋转到图 10.3-64 (c) 所示位置时,同理发生电枢电流从 B 相向 C 相的换流,保证了电磁转矩的持续产生和电动机的继续旋转,直到重新回到图 10.3-64 (d) 或图 10.3-64 (a) 的起始位置。

可以看出,由于转子磁极位置检测器的作用,定子各相绕组依次以 120° 宽的矩形波电流供电,使得所产生的跳跃式电枢磁场和连续转动的转子永磁磁场在空间始终能保持近似垂直(瞬时在 $30^\circ \sim 150^\circ$ 之间变化,平均为 90°)的关系,为最大限度地产生转矩创造了条件。这样,经历换相过程的电枢磁场将是跳跃式的步进磁场,由此产生的电磁转矩将存在较大的脉动,尤其低速时会造成转速波动。这是永磁无刷直流电动机的固有特点和问题,通常要通过增加磁状态数来解决,因此常采用多相主电路结构和几相同时通电的导通方式运行。

3.2.2.2 永磁无刷直流电动机运行控制

永磁无刷直流电动机多采用速度、电流双闭环控制,典型双闭环系统框图如图 10.3-65 所示,其中速度反馈采用脉冲测速以适应微机的数字控制。由于永磁无刷直流电动机相电流为矩形波,所需控制的仅是电流幅值,故可采用 PWM 控制来实现,以产生等幅、等脉宽、定周期的脉宽调制信号控制功率电子开关的通、断,进而控制电枢电流、电磁转矩及电动机转速,获得如同并励直流电动机那样优良的调压调速特性。

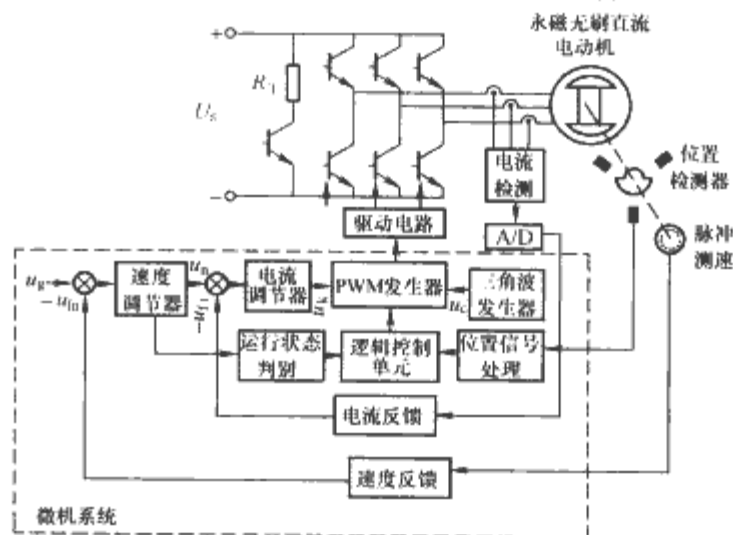


图 10.3-65 永磁无刷直流电动机速度、电流双闭环系统框图

永磁无刷直流电动机结构简单、调速性能优良、运行可靠、维护方便,其功率范围可从数瓦至上千千瓦,广泛用于自动化伺服与驱动、计算机外设、家用电器、汽车电器、车辆及舰船电驱动等民用、工业及军工领域。

4 开关磁阻电动机调速控制

4.1 开关磁阻电动机原理与特性

开关磁阻电动机传动系统由开关磁阻电动机(SRM)、功率变流器、转子位置检测器和控制器组成,也是一个典型的机电一体化调速系统。由于其结构及控制简单,运行可靠且效率高,在性能和成本等各方面均具一定优势,近年来其开发和应用得到了重视。

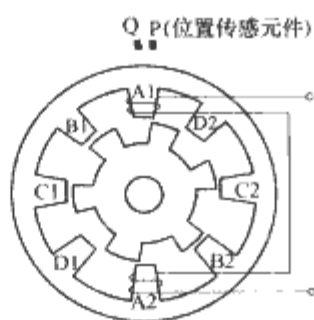
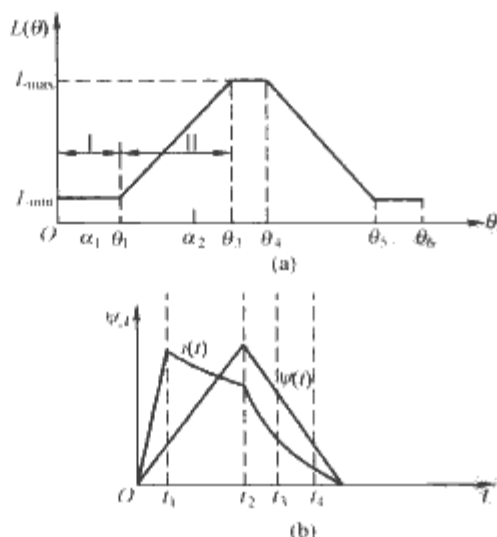


图 10.3-66 典型开关磁阻电动机的基本结构

图 10.3-66 所示为一台典型开关磁阻电动机的基本结构，其定、转子均为凸极，一般转子齿数比定子齿数少 2 个。定子齿上绕有集中线圈，两空间位置相对的定子线圈串联成一相绕组；转子由铁心叠片而成，其上无绕组。开关磁阻电动机的工作机理基于磁通总是沿磁导最大的路径闭合的原理。当定、转子齿中心线不重合、磁导不为最大时，磁场就会产生磁拉力，形成磁阻转矩，促使转子转到磁导最大的位置。这样，当定子各相绕组中依次通入电流时，电动机转子将一步步地沿通电相序相反的方向转动。如果改变定子各相的通电次序，电动机将改变转向。由于电磁转矩是靠定、转子的凸极效应而产生，与绕组中所通电流方向无关，因此绕组电流可以是单方向的电流脉冲，无须交变。这样可使控制每相电流的功率开关元件数减少一半，而且可避免一般电压型逆变器同相上、下桥臂元件直通的故障，降低了控制装置成本，提高了系统可靠性。

由于定、转子的凸极，开关磁阻电动机相绕组电感 L 及相应的相绕组磁链 $\psi = Li$ 随转子位置 θ 而变化，构成了电磁转矩产生的基础，如图 10.3-67 所示。当电感随定、转子间位置角 θ 增大而增大 ($\partial L / \partial \theta > 0$) 时，由旋转电动势与电流引起的电磁功率为正，产生驱动转矩；当电感随 θ 角增大而减小 ($\partial L / \partial \theta < 0$) 时，由旋转电动势与电流引起的电磁功率为负，产生制动转矩。这样，电磁转矩的调节主要是通过控制功率变流器开关元件的开、关时刻，即导通角 α_1 和截止角 α_2 来实现的。


 图 10.3-67 开关磁阻电动机相电感、相磁链及相电流波形
(a) 相电感波形；(b) 相磁链及相电流波形

4.2 开关磁阻电动机运行控制

开关磁阻电动机是一个复杂的非线性系统，其电流和转矩控制及性能受很多因素制约，颇为繁杂。其中功率开关导通角 α_1 对电流影响很大，控制 α_1 是控制开关磁阻电动机电

流的主要手段。随着 α_1 的减小，电流直线上升段时间 $t_1 = (\theta_1 - \alpha_1) / \omega_r$ (ω_r 为电动机转速) 增加，电流显著增大，电磁转矩相应增加。功率开关关断角 α_2 则影响电源对电动机相绕组的供电时间长短和续流过程，对电磁转矩控制也有直接影响。实用中多采用保持 α_2 固定而改变 α_1 的方式来控制开关磁阻电动机的电流和转矩。

开关磁阻电动机机械特性如图 10.3-68 所示。低速时通电时间较长，常采用斩波 (PWM) 实现相电流的恒流控制 (CCC 方式)，通过改变设定电流的大小来控制输出转矩，实现恒转矩运行。当电动机进入较高速度后，功率开关导通时间缩短，电动机电流达不到限流值，此时主要控制导通角 α_1 角 (APC 方式) 实现恒功率控制。当电动机转速进一步升高后，导通角 α_1 、关断角达 α_2 极限值，电动机进入恒 α_1 、 α_2 的运行方式 (θ_c 固定)，电动机转矩与转速二次方成反比，呈现串励电动机的机械特性。

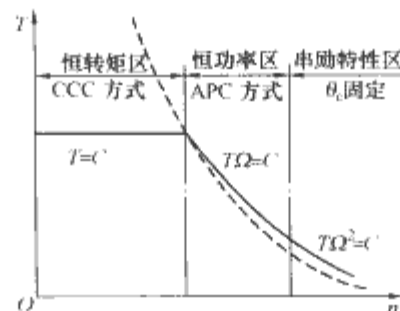


图 10.3-68 开关磁阻电动机机械特性

开关磁阻电动机由于运行模式比较复杂，一般多采用微机数字控制，控制系统中较为特殊的部分是转子位置检测系统和功率变流器。为准确控制定子绕组通电时刻 (开、关角)，在电动机轴端安装有位置检测器，作为通电时刻控制的定位基准信号，如图 10.3-66 所示。其中位置传感元件 P 安放在定子 A 相绕组轴线上，另一元件 Q 放置在沿电动机正转的通电相序方向距元件 P 为 $\theta_r/4$ 处 (θ_r 为转子齿距角)。转轴上则安装一个与转子齿数相同、齿槽宽各占 $\theta_r/2$ 的齿盘，其齿槽轴线与转子齿槽轴线重合。当电动机旋转时，P、Q 两传感元件输出原始位置信号，经逻辑组合，可获得功率开关相位控制基准，再加上根据运行条件确定的移相角，即可定出各相开关元件的换流时刻，实现正、反转及电、制动运行。

4.3 开关磁阻电动机的功率变流器

开关磁阻电动机传动系统中功率变流器的作用是：①起开关作用，使相绕组及时通、断，保证电动机产生预期的转矩；②为电动机系统提供能源；③为绕组储能提供回馈路径。由于开关磁阻电动机绕组电流为单方向的电流脉冲，无须交变，使控制每相电流的功率开关元件数较常规逆变器原则上可减少一半。图 10.3-69、图 10.3-70 所示为满足这些要求的两种四相开关磁阻电动机用功率变流器电路结构。图 10.3-69 所示电路能将绕组中释放出来的能量储存在公共电

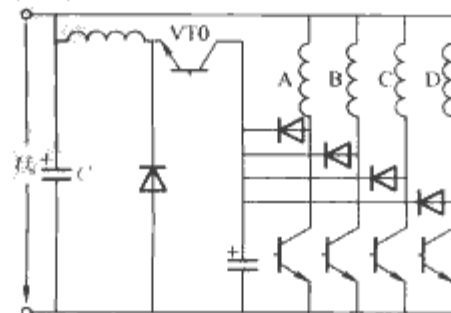


图 10.3-69 带公共储能电容的功率变流器

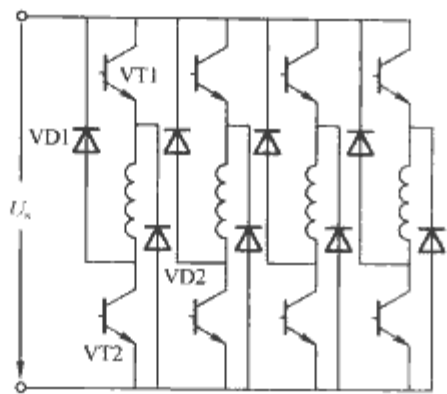


图 10.3-70 两开关串联的功率变流器

容中，再通过升压斩波器回馈至电源，提高能量利用率。图 10.3-70 所示电路中电动机每相绕组均与两功率开关元件串

联，当 VT1、VT2 同时导通时，电源 U_s 向绕组供电；当其中一个开关元件（如 VT1）阻断时，绕组可经另一开关元件（VT2）和二极管（VD2）闭合，维持续流。当 VT2 再阻断时，绕组电流经两个二极管 VD1、VD2 反接至电源上，将绕组储能回馈至电源。由于采用分步关断，有利于电动机噪声控制。

开关磁阻电动机传动系统是近 20 多年来开发成功的一种新型电气传动装置，由于其起动转矩大、运行效率高、运行方式多样且结构简单，被应用于矿山机械、航空起动/发电机、车辆电驱动、家用电器及高速风力发电系统等场合。但由于其运行机理上的原因，振动与噪声是开关磁阻电动机一个比较突出的问题，直接影响到它的推广应用，一直是该类电动机重要的研究内容。

第4章 电力传动变流装置的电力谐波

1 电力传动变流装置的电力谐波

1.1 电网对装置电力谐波及无功的要求

随着国民经济的发展和工业生产的进步，电力电子产品尤其是电力传动变流装置在工业领域得到了广泛地应用，用户对电能质量的要求也越来越高，其中最为突出的是电压质量和谐波的问题。同时由于电力电子装置通常为非线性负荷，随着电力电子装置的大量应用，电网中的谐波含量也不断上升，谐波污染对电力系统安全、稳定、经济运行构成潜在的威胁，给周围电气环境带来极大影响，被公认为是电网的一大公害。谐波的污染与危害主要表现在对电力与信号的干扰和影响上，可概括为：

(1) 在电力危害方面。消耗电力系统的无功储备；增加输电线损耗；增加了旋转电机等的附加谐波损耗，使其发热，缩短使用寿命；产生谐波谐振过电压，造成电气元件及设备的故障与损坏，运行安全性下降；电能测量产生较大误差。

(2) 在信号干扰方面。对通信系统产生电磁干扰，使电话和网络通信质量下降；造成重要的和敏感的自动控制和保护装置工作紊乱，误动和拒动的现象增加，导致可靠性下降；影响数字控制器的正常运行。

在电力传动装置中，电感或电容通常作为储能元件存在，致使系统中不仅存在着有功功率，而且存在无功功率，也将对系统产生以下一系列负面影响：电网总电流增加、电网的无功容量不足、电网的功率因数低等。随着电力电子技术的迅速发展，工厂大量使用大功率开关器件组成的设备对大型、冲击型负载供电，致使电能质量问题日益严重。如果不进行无功补偿，在正常运行时会反复地使负载的无功功率在很大的范围内波动，这不仅使电气设备得不到充分利用，网络传输能力下降，损耗增加，甚至还会导致设备损坏、系统瘫痪。在电力传动装置中，系统含有丰富谐波，对无功补偿电容器的设计必须留有足够的余量，以避免谐波电流引起的电容器过热损坏。

由于公用电网中的谐波电压和谐波电流对用电设备和电网本身都会造成很大的危害，世界许多国家都发布了限制电网谐波的国家标准，限制由谐波源注入电网的谐波电流，把电网谐波电压控制在允许范围内，使接在电网中的电气设备免受谐波干扰而能正常工作。

国家技术监督局于1993年发布了中华人民共和国国家标准GB/T 14549—1993《电能质量公用电网谐波》，该标准从1994年3月1日起开始实施。标准规定：对于不同电压等级的公用电网，允许电压谐波畸变率也不相同。电压等级越高，谐波限制越严。表10.4-1列出了公用电网谐波电压（相电压）限值。

表 10.4-1 公用电网谐波电压（相电压）限值

电网标称电压 (kV)	电压总谐波 畸变率 (%)	各次谐波电压含有率 (%)	
		奇 次	偶 次
0.38	5.0	4.0	2.0

续表

电网标称电压 (kV)	电压总谐波 畸变率 (%)	各次谐波电压含有率 (%)	
		奇 次	偶 次
6	4.0	3.2	1.6
10			
35	3.0	2.4	1.2
66			
110	2.0	1.6	0.8

公用电网公共连接点的全部用户向该点注入的谐波电流分量（方均根值）不应超过表10.4-2中规定的允许值。

表 10.4-2 注入公共连接点的谐波电流允许值

标准 电压 (kV)	基准短路 容量 (MVA)	谐波次数及谐波电流允许值 (A)											
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
		78	62	39	62	26	44	19	21	16	28	13	24
0.38	10	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
		11	12	9.7	18	8.6	16	7.8	8.9	7.1	14	6.5	12
		6.1	6.8	5.3	10	4.7	9.0	4.3	4.9	3.9	7.4	3.6	6.8
标准 电压 (kV)	基准短路 容量 (MVA)	谐波次数及谐波电流允许值 (A)											
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
		43	34	21	34	14	24	11	11	8.5	16	7.1	13
6	100	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
		6.1	6.8	5.3	10	4.7	9.0	4.3	4.9	3.9	7.4	3.6	6.8
		26	20	13	20	8.5	15	6.4	6.8	5.1	9.3	4.3	7.9
标准 电压 (kV)	基准短路 容量 (MVA)	谐波次数及谐波电流允许值 (A)											
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
		26	20	13	20	8.5	15	6.4	6.8	5.1	9.3	4.3	7.9

当电网公共连接点的最小短路容量不同于表10.4-2基准短路容量时，按下式修正表中的谐波电流允许值

Ih = (SK1 / SK2) * Ihp (10.4-1)

式中：SK1为公共连接点的最小短路容量，MVA；SK2为基准短路容量，MVA；Ihp为表10.4-2中的第h次谐波电流允许值，A；Ih为短路容量为SK1时的第h次谐波电流允许值。

1.2 电力传动变流装置的谐波分析

电力传动变流装置已成为电力系统中的主要谐波源，而且消耗大量的无功功率，因此，必须重视对电力电子装置的功率因数及所产生谐波的分析，以利于对电网产生的危害做出客观评估和具体指导补偿装置的设计。

从交流电网侧来看，经典电力传动变流装置的输入端一般是以下几种电路之一：不可控整流器、可控整流器、交流调压电路、交-交变频器。网侧谐波分析可采用现代电力电子仿真手段对不同工况进行分析，常用的电力电子仿真软件有Simulink、Saber、Simplorer等。

1.2.1 可控整流器

可控整流器通常用于直流调速系统，图10.4-1所示为一典型的直流开环调速系统电气原理图。直流电动机电枢由

三相晶闸管整流电路经平波电抗器 L 供电,通过改变触发器移相控制信号 U_c 调节晶闸管的移相角 α ,从而改变整流器的输出电压实现直流电动机的调速。从交流电网侧来看,输入端是一个典型的可控整流电路。

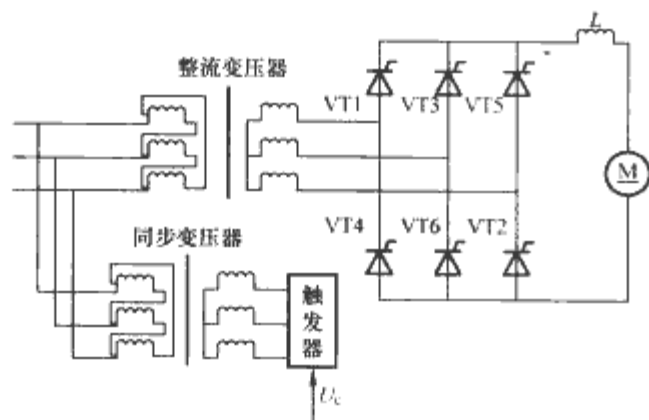


图 10.4-1 直流开环调速系统电气原理图

设三相桥式整流电路交流输入为如下三相平衡电源

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_m \sin(\omega t + \alpha) = \sqrt{2} E \sin(\omega t + \alpha) \\ e_b &= E_m \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} E \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= E_m \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} E \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (10.4-2)$$

式中: E_m 和 E 分别为电源电压的幅值和有效值, α 为触发控制角。

整流电路各相输入电流为正负半周各 120° 的方波,三相电流波形相同,且依次相差 120° ,其有效值与直流电流的关系为

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (10.4-3)$$

将电流波形作傅里叶级数分解。以 a 相电流为例,将电流负、正两半波之间的中点作为时间零点,则有

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \frac{1}{17} \sin 17\omega t - \frac{1}{19} \sin 19\omega t + \dots \right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin \omega t + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sum_{\substack{n=6k \pm 1 \\ k=1,2,3,\dots}}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{n} \sin n\omega t \\ &= \sqrt{2} I_1 \sin \omega t + \sum_{\substack{n=6k \pm 1 \\ k=1,2,3,\dots}}^{\infty} (-1)^k \sqrt{2} I_n \sin n\omega t \quad (10.4-4) \end{aligned}$$

由式 (10.4-4) 可得电流基波和各次谐波有效值分别为

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \\ I_n &= \frac{\sqrt{6}}{n\pi} I_d \quad (n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (10.4-5)$$

由此可得以下结论:电流中仅含 $6k \pm 1$ (k 为正整数) 次谐波,各次谐波有效值与谐波次数成反比,且与基波有效值的比值为谐波次数的倒数。当直流电抗为无穷大时,电流谐波分量大小与触发角无关。

对于实际直流调速系统,由于平波电抗器为一有限值,不同的移相触发角 α 引起的直流电流脉动不同,电流谐波分量也会相应变化。针对某一直流调速系统,应用 Simulink 仿真可实现调速系统谐波分析,图 10.4-2 所示为直流调速系统的不同转速和不同负载下的谐波含量图,图中 T^* 和 n^* 分别为转矩和转速的标么值。

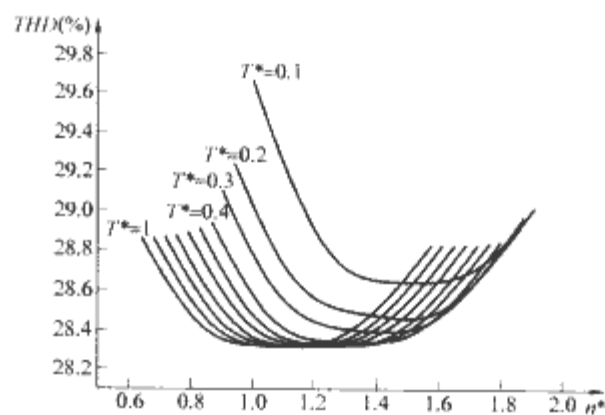


图 10.4-2 直流调速系统不同转速和不同负载下的谐波含量图

1.2.2 交—直—交变频器

交—直—交变频器可用于异步电动机或同步电动机调速系统,如图 10.4-3 所示。其中整流部分采用了三相不控整流桥,逆变部分选用 IGBT 作为开关器件,其开关频率比晶闸管高很多,利于实现变流器的高频通断。控制策略采用正弦脉宽调制 SPWM 或电压空间矢量脉宽调制 SVPWM,以实时调节逆变输出电压的频率及幅值,满足调速系统运行的要求。

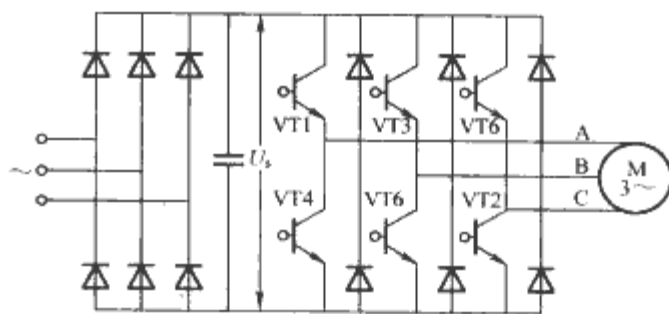


图 10.4-3 交—直—交变频器

针对某一异步电机调速系统,应用 Simulink 仿真可获相应系统的谐波分析结果,图 10.4-4 所示为不同转速和不同负载下的谐波含量图,图 10.4-5 所示为基波功率因数与负载、转速的关系图。由于该交—直—交变频器采用不控桥整流,故基波功率因数值较高。图中 T^* 和 n^* 分别为转矩和转速的标么值。

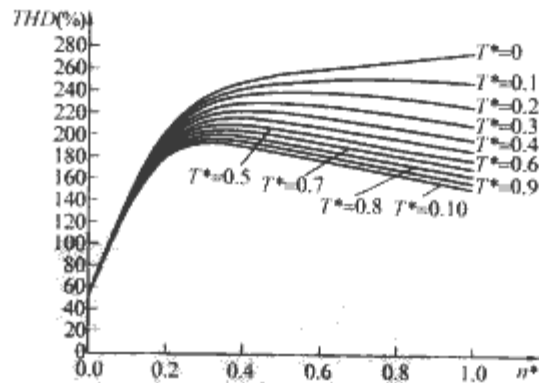


图 10.4-4 不同转速和不同负载下交—直—交变频器传动系统谐波含量图

1.2.3 交流调压器

用于交流电动机调压调速的三相交流调压器,通常采用三相星形(Y形)联结和三角形(Δ 形)联结等方案。三相 Y 形交流调压电路是最为典型、最常用的三相交流调压电路,如图 10.4-6 所示。该电路正常工作时必须满足:

- 1) 三相中至少有两相导通才能构成通路,其中一相为正向晶闸管导通,另一相为反向晶闸管导通。
- 2) 为保证任何情况下的两个晶闸管同时导通,应采用宽度大于 60° 的宽脉冲(列)或双窄脉冲来触发。

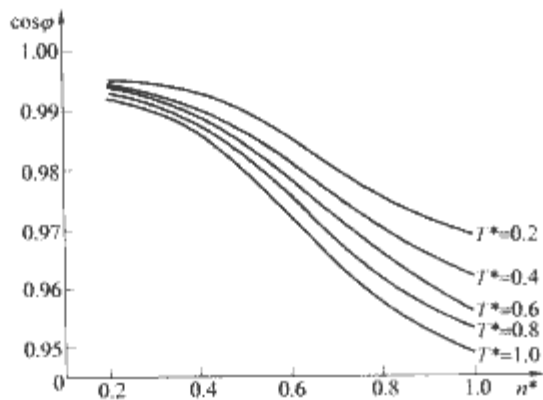


图 10.4-5 基波功率因数与负载、转速的关系图

3) 从 VT1 到 VT6 相邻触发脉冲相位应互差 60°。

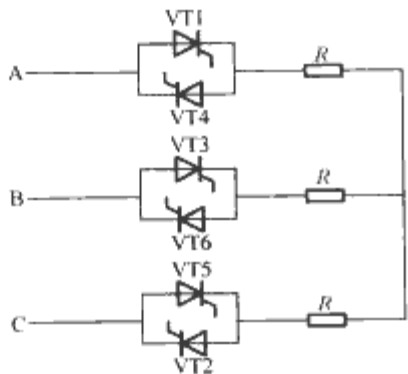


图 10.4-6 Y 形三相交流调压电路

图 10.4-7 所示为恒转矩负载下的谐波含量图。显然调压调速系统接恒转矩负载时，调速范围不大，而且还受负载大小的制约，负载越轻，调速范围越小。图中 T^* 为转矩标么值。

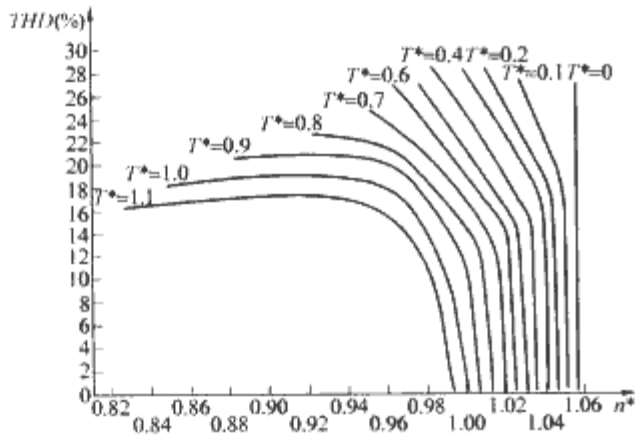


图 10.4-7 恒转矩负载下的谐波含量图

恒转矩负载下基波功率因数与负载、转速的关系如图 10.4-8 所示。

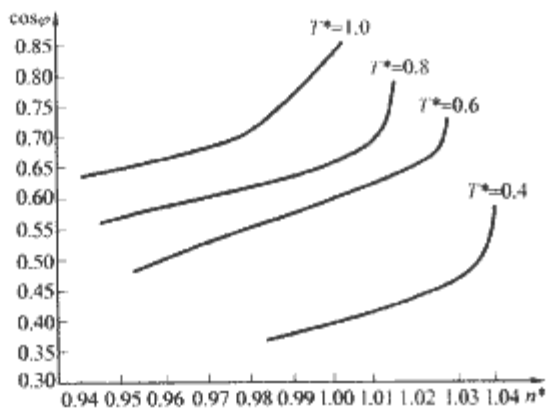


图 10.4-8 基波功率因数与负载、转速的关系

调压调速系统通常用于风机、水泵类负载（转矩与转速二次方成正比），图 10.4-9 所示为其谐波含量图。设负载转

矩为 $T_L = (n/\text{额定转速})^2 \times \text{额定转矩}$ ，图中的各条曲线是通过改变 T_0 的大小得到的。

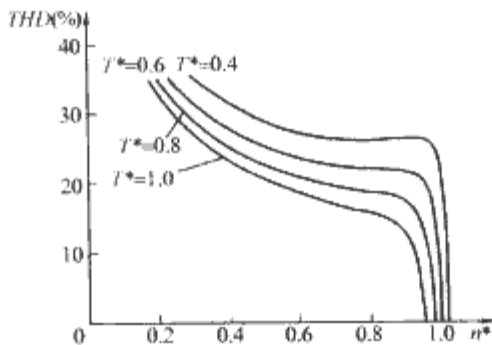


图 10.4-9 谐波含量图

基波功率因数与负载、转速的关系如图 10.4-10 所示。

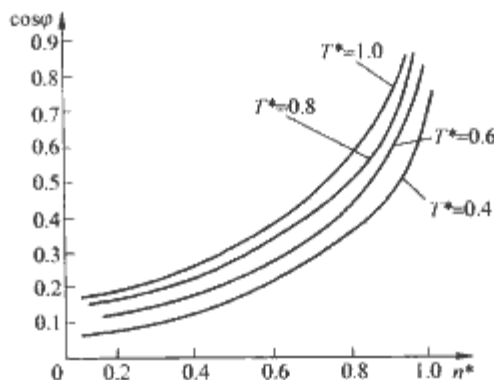


图 10.4-10 基波功率因数与负载、转速的关系

1.2.4 交—交变频器

交—交变频器主要用于低速、大功率的调速传动装置，其输出谐波直接影响变频调速电动机的运行特性，输入谐波则影响供电电网的电品质，其谐波分析就显得特别重要。常用的交—交变频器一般均采用普通晶闸管构成的三相 6 脉波电路或 12 脉波电路，利用电网电压实现自然换相，通过相位控制获得所需要的正弦电压输出波形。三相输入单相输出的交—交变频电路可以看作是由两个三相整流电路反并联构成的，一个提供正向输出电流，另一个提供反向输出电流，由于其触发控制角受到余弦规律调制，因而其输出不是恒定的直流电压，而是接近正弦的电压。三组三相输入、单相输出电路按一定方式连接，就可构成三相输出的交—交变频电路，给三相负载供电，如图 10.4-11 所示。

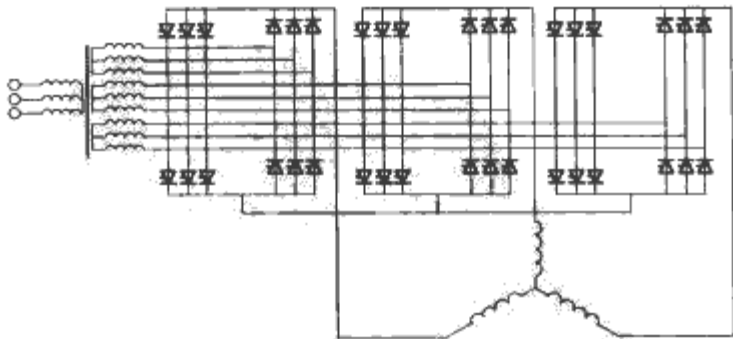


图 10.4-11 三相交—交变频电路

针对某一异步电动机调速系统，应用 Simulink 仿真可获相应的谐波分析结果，其额定转矩下转速与电流总谐波畸变率 THD 的关系如图 10.4-12 所示。

2 电力传动系统的谐波抑制

为解决电力传动装置和其他谐波源的谐波污染问题，基本方法是加装谐波补偿装置以补偿谐波。更为彻底的解决方

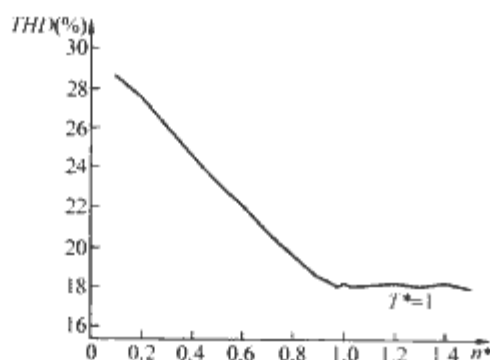


图 10.4-12 额定转矩下转速与 THD 的关系

法是对电力传动装置本身进行改造，使其不产生谐波，且将功率因数控制为 1。电力传动系统谐波抑制的常用方法有：增加变流器的脉动波数、增设高次谐波滤波器、采用 PWM 整流器或矩阵式变流电路等。

2.1 增加变流器的脉动波数

对于整流电路而言，通常采用改变变压器连接方式组成多相整流器，或者采用一定相位差的多组三相整流桥串联或并联，以增加输出电压脉动的波头数。工程应用中一般采用 12 脉波整流方式，较少采用大于 24 脉波的整流。

在采用并联连接时，需要采用平衡电抗来平衡各整流器的电流。对于交流输入电流来说，采用串联或并联方式的效果是相同的。采用多相整流器不仅可以减少交流输入电流的谐波，也可以提高功率因数，同时还可减小直流输出电压中的谐波幅值并提高纹波频率，因而可减小平波电抗器的电感量。图 10.4-13 所示为移相 15° 和 30° 的多相整流器电路。

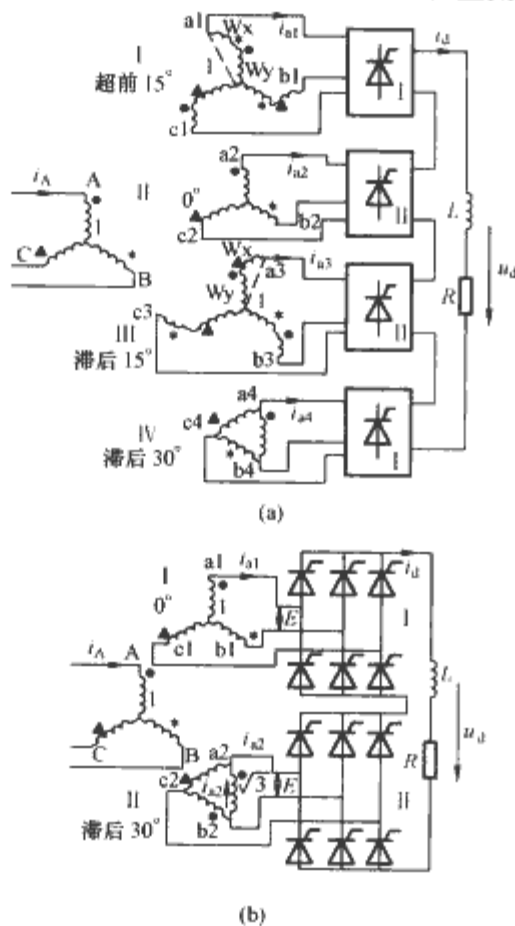


图 10.4-13 移相 15° 和 30° 的多相整流器
(a) 移相 15° ; (b) 移相 30°

多相整流器不仅对抑制阻感负载（如直流调速系统）的谐波十分有效，同时对交—直—交变流装置也十分有效。这种变流器的整流部分大都采用带电容滤波的二极管整流电路，被广泛地应用于变频调速等场合。如图 10.4-14 所示，图中每一个功率单元为三相输入、单相输出的交—直—交变

频器，输入由变压器的一组三相绕组供电，其输入电流波形如图 10.4-15 所示。

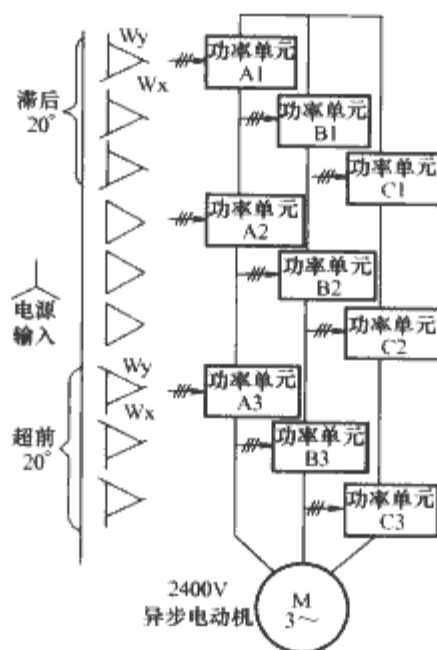


图 10.4-14 多重级联电路

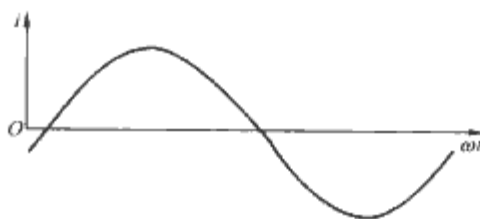


图 10.4-15 输入电流波形

2.2 增设高次谐波滤波器

若在交流电网侧增设高次谐波滤波器，可采取电感—电容串联谐振滤波器为主，即利用电容和电感对某一频率产生谐振，从而达到滤去该频率谐波的目的，一般可针对不同频率设置若干个谐振支路。在交流电网侧也可以加设有源滤波器，利用有源滤波器主动产生谐波的功能，抵消电力传动系统对电网造成的谐波污染。但目前有源滤波器价格偏高，也可以和电感—电容串联谐振滤波器（无源滤波器）组成混合滤波器来使用。

2.3 采用 PWM 整流方式

晶闸管可控整流电路随着触发延迟角的增大，功率因数也随之降低，同时输入电流中谐波分量也较大；二极管整流电路虽然基波功率因数接近 1，但输入电流中谐波分量仍很大，致使总的功率因数也很低。

随着 SPWM（或 SVPWM）调制技术在交流变频调速中的广泛应用，把逆变电路中的 PWM 技术用于整流电路，通过适当的 PWM 控制，可以使得输入电流非常接近正弦波，且电流和电压同相位，功率因数接近 1。图 10.4-16 所示为最基本的三相 PWM 整流器，该整流电路用于交流变频

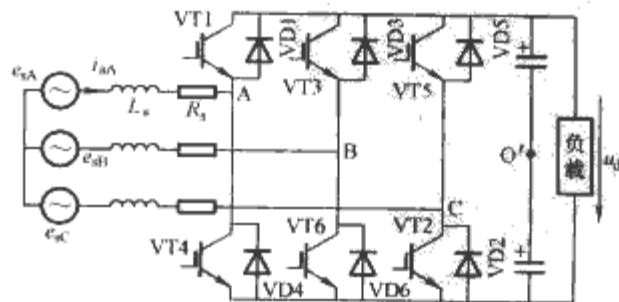


图 10.4-16 三相 PWM 整流器

调速系统，不仅可以有效地抑制谐波，同时可以实现交流电动机的四象限运行。

2.4 采用矩阵式变流器

图 10.4-17 所示为矩阵式变频电路的原理图。9 个开关组成 3×3 矩阵，每个双向可控开关都是矩阵中的一个元素。这种电路的优点是输入电流可控制为正弦波且和电压同相，功率因数可以按需要控制；输出电压也为正弦波，输出频率不受电网频率限制，可以调节；能量可双向流动，适用于交流电动机的四象限运行。

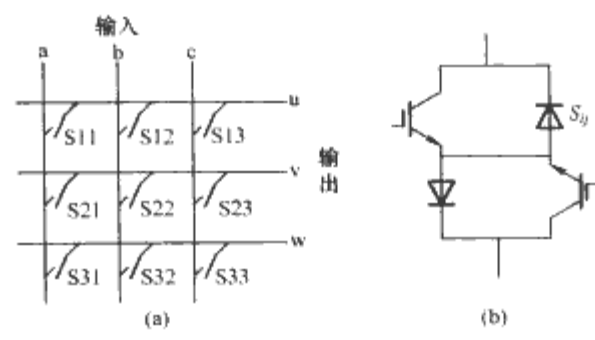


图 10.4-17 矩阵式变频电路原理图
(a) 矩阵变频器；(b) 矩阵元素

参 考 文 献

- [1] 许大中, 贺益康. 电机控制. 2 版. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [2] 贺益康, 潘再平. 电力电子技术. 北京: 科学出版社, 2004.
- [3] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 4 版. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [4] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统. 3 版. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [5] 胡崇岳. 现代交流调速技术. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [6] 佟纯厚. 近代交流调速. 北京: 冶金工业出版社, 1998.
- [7] 《电气工程师手册》第二版编辑委员会. 电气工程师手册. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [8] 天津电气传动设计研究所. 电气传动自动化技术手册. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [9] 杨兴瑶. 电动机调速原理与系统. 北京: 水利水电出版社, 1979.
- [10] 许大中. 晶闸管无换向器电机. 北京: 科学出版社, 1984.
- [11] 张琛. 直流无刷电动机原理及应用. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [12] 吴建华. 开关磁阻电动机设计与应用. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [13] 杨玉珍, 江祥贤. 电气传动自动控制原理与设计. 北京: 北京工业大学出版社, 1997.
- [14] 王仁祥, 王小曼. 通用变频器选型、应用与维护. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [15] 机械工程手册 电机工程手册编辑委员会. 电机工程手册: 电机卷. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [16] 王兆安. 谐波抑制和无功功率补偿. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [17] 杨欢, 赵荣祥. 交交变频轧机系统网侧电流畸变与无功的研究. 浙江大学学报(工学版), 2006, 12: 2158-2162.

第 11 篇 电力系统中的电力电子装置

主编单位：浙江大学

主 编：陈国柱 江道灼 吕征宇 钱照明

编写人员：陈国柱（浙江大学）

江道灼（浙江大学）

吕征宇（浙江大学）

钱照明（浙江大学）

第1章 概述

20世纪80年代末,电力系统已发展成为超高压远距离输电、跨区域联网的大系统。90年代末开始,基于可再生能源的新一代分布式电力系统得到迅速发展。随着社会经济和电力系统的迅速发展,人们对现代电力系统安全、稳定、高效、灵活运行控制要求的日益提高,促使现代电网的管理和运营模式正在发生深刻的变革。近十几年来,大功率电力电子器件和变流技术的飞速发展,使现代高性能电力电子装置在电力系统应用中展示了强大的生命力。较之传统的电力系统控制设备而言,现代高性能电力电子装置具有一系列特点:①具有变流、变频和调相能力;②具有快速的响应性能(数毫秒);③有利用极小的功率控制极大功率;④可实现高精度控制(对于50~60Hz系统,器件触发相位可精确到 0.1°);⑤变流器体积小、质量轻等。因此,近年来电力电子技术在电能的发生、输送、分配和使用的全过程都得到了广泛而重要的应用,但是,与其他应用领域相比,电力系统要求电力电子装置具有更高的电压、更大的功率容量和更高的可靠性。为此,本篇将着重对现代电力系统中应用的各种现代高性能电力电子装置进行专门讨论。

1 现代电力系统的特点

现代电力系统具有如下特点:

(1) 发电机组容量增大。为了提高能量转换效率,发电机组的单机容量和大机组在总装机容量中所占比例不断提高。2004年,世界上单机容量最大的火电和水电机组已分别达到1300MW和700MW。

(2) 高电压、远距离输电和构成大规模互联电网。我国一次能源和电力负荷地理位置分离,为了提高资源利用效率和保证输电可靠性,高电压、远距离输电和构成大规模互联电网已成为我国现代电力系统最重要的特征之一。2007年底我国发电设备装机容量突破7亿kW,已完成了东北、华北、华中、华东和南方等5个大区电网的交直流互联,随着“西电东送、全国联网”战略的实施,上述5个大区电网将进一步与西北、新疆、西藏等电网连接,最终形成“全国联网”的巨型交直流互联的电力系统。

(3) 电力系统自动化水平日益提高。现代电网的结构日益复杂,为了维持其高效和可靠运行,应用了大量的自动化监测、分析、通信、调度、控制和管理设备及系统,如机组励磁控制、继电保护、能量管理系统/监控与数据采集系统等。它们已经成为现代电网中不可缺少的组成部分。

(4) 电力质量问题日益得到重视。自动化生产线、半导体器件、超大规模集成电路生产线、精密加工工业等高科技行业对电力质量的要求日益提高。另一方面,随着各种新型用电设备,尤其是各类电力电子设备应用于各行各业,恶化了公共电网的电能质量。为此,对电力质量的控制越来越得到人们的重视。

(5) 基于可再生能源的分布式电力系统迅速发展。目前,电力主要源自传统的火力发电、水力发电和核能发电。

但是,燃煤发电会排放大量的 CO_2 和 SO_2 等有害气体,造成“温室效应”和酸雨等问题;核能发电存在核废料污染问题;大型水力发电也颇有争议,被认为存在影响生态平衡的问题。总之,传统的发电模式存在着环境污染的问题,加之世界范围的化石能源的日益匮乏,使人们对发展可再生能源发电产生了浓厚的兴趣。随着风能发电、太阳能发电、地热发电等可再生能源技术的不断完善,加上一些新型发电和储能装置,如燃料电池、微涡轮发电机、超导储能等的发展,它们将组成新一代的分布式电力系统。它不但可以满足各种用户的电力需求,包括连续供电、备用供电、远距离供电和峰值负荷调节等,而且可以直接安装在用户侧或附近的区域大电网、地区电网和微网中。

2 传统电力系统的局限和存在的问题

2.1 传统的机械式控制方法的局限性

目前,虽然计算机和高速通信技术在电力系统的调度、控制和保护上得到了广泛应用,但是,当控制信号送到执行设备(如断路器)时,传统的机械式控制方法存在明显的局限性。首先是响应速度慢,受机械开关设备本身的物理性质和关断特性等限制,它的操作时间一般为20~80ms;由于控制速度慢,对动态稳定的控制缺乏足够的力量。因此,为解决系统的动态稳定问题,通常必须留有较大的稳定储备,这就导致电网的输电能力不能得到充分利用。其次是不能在短时间内频繁操作,机械开关设备在每次动作后一般要间隔一定时间才能再次动作,从而严重制约了其对系统进行连续快速控制的能力。最后,机械装置老化快,寿命有限。总之,传统的机械式解决方法,严重制约了电力系统控制的灵活性和稳定性的提高。

2.2 互联电网有利有弊

现代电网的互联无疑给现代电力系统带来许多好处,主要有:

(1) 可实现大范围的能源资源优化配置和实现规模经济效益。电网互联带来的经济性优势是多方位的:首先,可以充分利用成本较低的发电资源和采用高效率的大型发电机组,达到发电成本的最小化;其次,可利用各地区负荷时间特性上的差异,减小全网负荷峰谷差,实现地区间电力的平衡和经济电力调度,从而可以减小系统整体必需的备用容量;此外,电网互联后,有利于安排机组的检修,提高系统的抗冲击能力和运行灵活性。电网规模越大、自动化水平越高,其资源优化配置的能力和可获得规模经济效益就越大,这是推动电网互联最重要的推动力之一。

(2) 提高了用电的可靠性。在发电电源和用户负荷之间,电网起着一个大容量“电力池”的作用,通过适当的控制措施,可以使得电源与负荷各自的变动(甚至故障)对彼此的影响大大减小。就负荷而言,实现了多路供电,各路电源在紧急情况下可以相互支援,可大大提高供电的可靠性。

(3) 电网互联可以取得巨大的环保效益。电网互联后,

通过更多地采用水力发电、风力发电、光伏发电等清洁的发电方式和正在迅速发展的分布式发电系统,不但有利于降低环境污染,而且有利于防止灾变和战争袭击。

互联电网在获得诸多利益的同时,也存在着固有的、潜在的弊病。这是因为:现代电力系统是由分布在辽阔地域的发电机、变压器、输配电线路、用电设备(负荷)组成的大型互联系统,而电力系统稳定运行的重要标志是系统中的同步发电机与大系统处于同步运行状态,但这样的大系统通常含有数千个节点和上万条输电线,因此要保证该系统时刻满足这一条件是极端复杂和困难的。特别是,与机械或机电系统不同,电力系统从一种稳定运行状态过渡到另一种稳定运行状态的时间非常短,动态响应非常快。由于电力系统在实际运行中,其稳定状态总会因种种原因而受到或大或小的扰动,而扰动之后能否继续保持或尽快恢复系统中同步发电机与大系统的同步运行状态,就直接影响到电力系统的稳定性。传统的电力系统通常是刚性连接,只能处于被动致稳的地位,由于系统中没有可以大量高效快速地存取电能的“元件”,加之系统动态响应非常迅速,所以一旦系统中发、输、配、用电之间的相对平衡遭到破坏,便会引发系统的机—电功率不平衡,造成电压、频率及功率的摇摆,甚至导致大系统的崩溃。尽管现代电网的运行和管理水平得到了长足发展,但仍不能避免大电网发生瓦解性的崩溃事故,特别是现代电网规模巨大、涉及地域宽广和区间耦合性强,如果偶发性的事故控制不当,就可能会导致灾难性的大面积停电,造成巨大的经济损失和社会混乱。例如,2003年发生在美加联合电网的“8·14”大停电事件即是有力的例证,该事件造成100多座电厂跳闸,损失负荷61.80GW,停电范围9300多平方英里,涉及美国的8个州和加拿大的2个省,受影响的居民约5000万人,直接经济损失达数百亿美元,美国的商业经济中心纽约在停电29h后才恢复供电。

3 电力系统安全、稳定性问题

电力系统的安全、稳定性一直是一个极端重要的问题,在大电网运行方式下,这个问题变得尤为突出。随着电网规模的不断扩大和电力市场的推进,今后电力系统的动态行为将更加复杂多变,大电网的安全运行将更容易受到外部扰动的影响,控制将变得更加困难,事故后的影响和波及范围将会更大,事故损失也将会更为严重。

交流互联电网实现功率传输的基本条件是系统稳定,即运行于正常条件下的平衡状态,且在遭受干扰后能够恢复到容许的平衡状态。对于发电机,稳定是维持同步运行的问题,即系统中所有的同步发电机在满足一定的电压、频率约束下能彼此保持同步运行;对于负荷,稳定是维持电压在其正常范围之内,避免负荷电压的崩溃。

稳定性不仅包括稳态平衡和无扰动情况下维持正常运行(机组同步运行和负荷电压正常)的特性,也包括在各种扰动或故障打破稳态平衡后系统重新恢复正常运行能力。长期以来,稳定性是限制电网传输容量最现实的因素。

电力系统稳定性的本质是功率的平衡,更重要的是动态性能,即通过快速调节来达到提高稳定性的目的。因此一些响应速度慢或者不能动态、连续的功率控制方法,对系统稳定性的作用会受到约束,在提高系统振荡稳定性方面的作用是非常有限的。

4 电力系统的电力质量问题

电能是一种广泛使用的能源形式,是社会经济快速发展

的重要基础保证,是各种高新技术有效应用的前提。近年来,电力用户对电能质量的要求越来越高,对电能应用过程中出现的各种质量问题越来越重视。这是因为,现代化生产过程中所使用的各种先进设备对供电质量敏感度不断增加,许多传统的机电设备在供电电压幅值相对较大的变化范围内能正常地工作,但现代社会生产中广泛应用的各种自动化生产线,以微处理器为核心构成的各种电气设备,半导体器件、超大规模集成电路生产线、精密加工工业等高科技行业,它们的正常运行在很大程度上取决于高质量的供电。一旦出现电力质量问题,轻则造成设备故障,重则造成整个系统的损坏,由此带来的损失是难以估量的。另一方面,大量为提高生产效率、减小环境污染而采用的一些电力电子设备正成为主要的电力质量的污染源。以电力牵引电源、电弧炉、逆变焊机、大量使用的开关电源和照明系统中日益大量使用的电子镇流器为例,它们都成为配电系统中主要的谐波源和电磁骚扰(EMI)源。

根据对现场情况的综合分析,IEEE列出了下列11种主要的电力质量问题:

(1) 断电(interruptions):在一定时间内,一相或多相完全失去电压(低于0.1p.u.)称为断电。断电按持续时间分为三类:①瞬时断电,持续时间0.5周波至3s;②暂时断电,3~60s;③持续断电,持续时间大于60s。

(2) 频率偏差(frequency deviations):电网的实际工作频率与额定工作频率的偏差,各国均已作出具体规定。

(3) 电压下跌(sags):电压暂时性低于标称值10%者称为电压下跌,系统频率仍为标称值。通常的电压下跌持续时间为0.5周波~1min,幅值为0.1p.u.~0.9p.u.。

(4) 电压上升(swells):电压暂时性超过标称值10%者称为电压上升,系统频率仍为标称值。持续时间为0.5周波~1min,幅值为1.1p.u.~1.8p.u.。

(5) 瞬时脉冲或突波(transients):瞬时脉冲表示了两个连续稳态之间的一种在极短时间内发生的现象或数量变化。瞬时脉冲可以是任一极性的单方向脉冲,也可以是发生在任一极性的阻尼振荡波第一个尖峰。

(6) 电压波动(voltage fluctuations):电压波动是在包络线内电压的有规则变动,或是幅值通常不超出0.9p.u.~1.1p.u.电压范围的一系列电压随机变化。这种电压变化往往称作闪变(flicker)。闪变这个专用术语是来自电压波动造成照明灯对人类视觉的影响。工业电弧炉的使用通常会引引起输配电系统电压闪变。

(7) 电压切痕(notches):是一种持续时间小于0.5个工频周期的周期性电压扰动。电压切痕主要由电力电子装置在有关两相间发生瞬时短路时电流从一相转换到另一相(换相)而产生的。电压切痕的频率会非常高,因此用常规的谐波分析设备是很难测量出电压切痕的。这就是过去没有该项电压扰动内容,直到最近才正式列入的原因。

(8) 谐波(harmonics):含有基波整倍数频率的正弦波电压或电流称为谐波。产生畸变后的波形可分解为基波和许多谐波之和。谐波是由于电力系统和电力负荷中设备的非线性特性造成的。谐波有奇次(又可分为3的倍数和非3的倍数)和偶次之分。随着用电装置对谐波敏感性的日益增加,高次谐波越来越受到注意并规定了限额。

(9) 间谐波(interharmonics):含有基波的非整倍数频率的电压或电流称为间谐波。小于基波频率的分数谐波(fractional harmonics)亦属于此类。

(10) 过电压 (overvoltages): 过电压是指电压幅值超过标称电压且持续时间大于 1min。过电压的幅值为 $1.1p. u.$ ~ $1.2p. u.$ 。

(11) 欠电压 (undervoltages): 欠电压是指电压幅值小于标称电压且持续时间大于 1min。欠电压的幅值为 $0.8p. u.$ ~ $0.9p. u.$ 。

基于传统电力系统的局限和存在的问题, 现代电力系统的特点和对电力系统安全、稳定性及电力质量日益强烈的苛求, 促进了高压大功率电力电子器件及现代高性能超大功率变流技术的迅速发展, 为解决现代电力系统存在的这些问题提供了可能。

第 2 章 输电系统中的电力电子技术

输电系统 (Transmission System) 是组成电力大系统 (发电、输电、配电) 的重要环节之一, 其作用是实现电能稳定、有效传输。近年来, 由于新型电力市场、解调电力系统和电网互联等方面发展需求, 输电系统正向着可控功率潮流、更高传输效率和系统稳定性的方向发展。电力电子 (Power Electronics) 是利用电子技术、控制理论和电工技术对电能进行变换和控制的科学与技术, 其主要内容包括电力电子器件、电路拓扑结构和控制算法, 也包括硬件软件实现、系统集成制造技术和应用基础等。电力电子技术已成为现有输电系统变革性前沿技术之一, 相应地, 电力系统也是电力电子科学的一个重要应用领域。

高压直流输电 (High Voltage Direct Current, HVDC)、供配电系统 (Distribution Grid) 和可再生能源发电 (Renewable Energy Resources Generation) 等电力系统领域也有电力电子应用, 本篇第 3、4、6 章专设内容进行讨论。本章介绍交流 (Alternating Current, AC) 输电系统中应用的电力电子技术。

1 FACTIS 概念、类型与原理

1.1 输电系统中的电力电子快速控制

电能目前尚没有办法进行大量存储, 整个系统中的无功功率和有功功率必须保持动态平衡, 然而负荷、传输、发电变化是绝对的, 因此需要进行控制和调节。我国已是国际上建成超大交流电网国家之一, 已有 6 个跨省交流大电网, 输电线路距离达数千公里, 还在实施“西电东送”和 1000kV 特高压交流电网工程建设。这就造成了: ①输电互联扩大、系统阻尼下降; ②容量冗余减小, 系统运行于更接近基本的热、机、电 (绝缘、功率) 等的条件极限边界; ③大电网结构复杂, 中长输电线路还受线路参数、波过程影响, 系统的控制要求越来越高。然而, 目前输电系统控制手段十分有限, 发电调节 (不符合“最大发电量最低成本”原则)、线路补偿、变压器切换和负载投切等常用方法中, 主要依赖于电磁式机械开关 (如断路器) 来完成。由于机电惯性, 动作响应极限速度也一般在几个工频周期、数十个工频周期以上, 考虑检测和部分人工参与控制等的延时, 一些控制响应时间需要数秒或更长, 因而往往无法满足对快速冲击影响的控制, 致使继发性电力系统大事故频繁发生, 造成巨大损失。

对新型电力市场“定向、定量”传输电能的需求, 现有电力设备更是面临在可控性方面的革新性挑战。

输电系统的调节对象主要包括: 无功功率和有功功率、电流和相角、阻抗等, 还需抑制系统谐振, 维持电压和频率等的短期、中期和长期稳定。目前, 公认唯一有效途径是电力电子和先进控制 (包括检测通信) 的应用。其中, 电力电子装置自身也有完善的与外部大系统协调控制能力, 是先进控制和大功率系统的中间环节和执行环节, 因而是新型输电系统最重要的基础装备。

电力电子在交流输电系统中的应用如图 11.2-1 所示,

包括:

(1) 利用快速的电力电子器件 (如晶闸管) 实现快速无触点开关, 代替低速 (数百毫秒及以上) 电磁式开关, 使动作响应时间一般缩短为 0.5 个周波, 例如晶闸管投切电容器 (Thyristor Switched Capacitor, TSC)。

(2) 采用相控交流调节技术, 通过晶闸管导通角大小控制电路在一个周波内的导通时间, 从而调节其等效的电路参数, 如等效基波电流、等效基波阻抗、相角等, 例如晶闸管控制电抗器 (Thyristor Controlled Reactor, TCR)。

(3) 采用强迫换流构成的变流器技术, 实现对被控量更加快速 (毫秒级以下)、精确的控制, 例如基于晶闸管的静止同步补偿器 (Static Synchronous Compensator, STATCOM)。后来, 随着全控型器件 (如 GTO、IGCT 等) 的发展, 晶闸管在此领域的应用逐步被代替, 现在已很少见到。

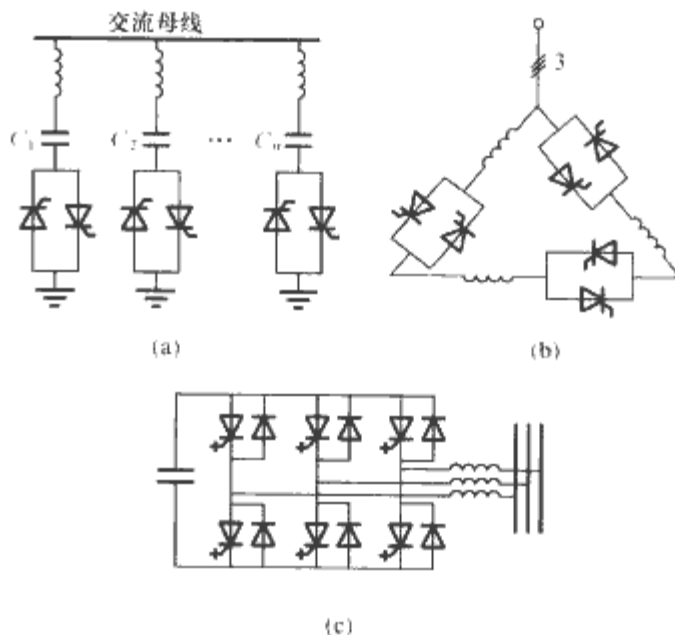


图 11.2-1 电力电子在输电系统中的基本应用
(a) 分组投切 TSC; (b) 相控 TCR; (c) 电压源变流器

这三类技术各有特点, 简述如下:

(1) 开关投切技术的主要优点是无谐波产生, 方便经济, 灵活方便, 调节速度可达半个周波。分组越多控制越精细, 常见的分组方式包括等值、两级和 8421 编码等。但投切控制的阻抗 (TSC 的容抗) 只有通断两个状态, 因而是级调, 不能实现连续补偿, 有欠补偿和过补偿的可能。为了抑制投入冲击, 晶闸管触发脉冲要求发生在电容电压与电网电压差接近于零的时刻。图 11.2-1 (a) 中串入的小电感, 是为了抑制可能的冲击电流。实际应用中, 这个电感也用于和电容器一起构成偏调谐状态, 防止某一频率以上的高次谐波放大或过量涌入。

(2) 相控补偿技术能通过对相控角的调节实现阻抗连续控制, 调节控制属于基波等效原理。该技术投入冲击小, 可在半个周波时间内实现调节响应, 但最大的缺陷是相控产生的谐波畸变。为了抑制谐波的影响, 额外的谐波抑制设备有时是必须考虑的。此外, TCR 一般设备体积较大、损耗较大。

(3) 变流器一般采用自关断型器件（早期也采用晶闸管强迫关断），是用高频正弦脉宽调制（SPWM）技术实现的可控电压源或电流源。电压型变流器具有响应速度更快、调节连续、可超前或滞后补偿、运行范围受电网电压影响小、可防止谐振、无基波储能元件、体积小、损耗小等优点，是高性能应用技术方向。其主要不足是控制较为复杂，应用自关断器件成本较高，大容量应用经验还有待积累。

电力电子技术应用的发展，促成了近年来交流电网中的一个前沿领域——柔性交流输电系统，即 FACTS 的诞生。

1.2 柔性交流输电系统 (FACTS)

柔性交流输电系统 (Flexible AC Transmission Systems, FACTS) 又称灵活交流输电系统，其本质是输电的灵活可变、方便可控。这个概念由美国电力科学研究院的 N. G. Hingorani 博士于 20 世纪 80 年代后期提出，以后广大学者对其内涵与外延进行了不断的诠释和丰富。IEEE/PES 设有专门的 DC & FACTS 分委会。FACTS 的概念可以描述如下：

- (1) 输电系统的柔性/灵活性 (Flexibility of electric power transmission)：指输电系统在保持足够稳态和瞬时稳定裕量的条件下，适应电网及其运行方式的变化能力。
- (2) 柔性/灵活交流输电系统 (FACTS)：指以电力电子技术或其他静止设备为核心控制器，具有良好可控性和较高传输容量效率的交流输电系统。
- (3) FACTS 控制器 (FACTS controller)：指以电力电子技术或其他静止技术为核心的交流电力应用的装置或设备，它能对 AC 输电系统的一个或多个参数进行有效控制。FACTS 控制器是 FACTS 输电系统的核心部件，它本身就是一个复杂的设备系统，一般包括完整的主电路、控制器及其算法，还包括检测、保护和其他辅助子系统。
- (4) FACTS 控制器不是指某一特定的系统或装置，而是指各种利用电力电子及其他静止控制技术，用以改善 AC 输电网稳定性、效用率等性能的一个类别。SVC、STAT-

- COM、UPFC 等都是 FACTS 控制器。
- FACTS 可以使交流输电系统做到：
 - (1) 实现功率潮流灵活控制，调节其流向和大小，优化传输路径，减小或消除环流，为新型电力市场创造电能的定向输送创造条件。
 - (2) 提高输电线路容量，使之可以接近极限容量安全运行，减少系统冗余、提高输电效率。
 - (3) 进行阻尼振荡，减轻电网和设备安全威胁，提高系统稳定性、可靠性。由于 FACTS 控制器的快速响应，许多紧急事件可以得到有效控制，从而防止继发性事故扩大。
 - (4) 扩展 AC 输电应用范围。由于 FACTS 系统的柔性化，许多原来 AC 输电可行性不大的应用领域也变成了可行，如功率调制、延长水下 AC 输电距离等。
- 总体上，FACTS 将原基本不可控的输电网变得可以全面控制，使传统的交流输电系统具有更高的柔性和灵活性，以满足电力系统安全、可靠和经济运行的目标。

1.3 FACTS 控制器类型

- FACTS 设备数量和类别日益增多。FACTS 控制器可进行以下不同的分类：
- (1) 按连接结构，分为并联型 (Shunt)、串联型 (Series)、综合型 (串—并联混合型，Unified) 三个大类。
 - (2) 按工作方式，分为固态开关投切型、晶闸管相控型、变流器 (含电压 VSC/CSC) 型。
 - (3) 按电力电子器件，分为晶闸管 (半控) 型、全控器件 (自关断) (GTO、MCT、IGBT、IGCT、IGET) 型等。
 - (4) 按控制原理，分为变阻抗原理、调节相角原理、可变电感型等。
 - (5) 按主要功能，分为潮流控制、电压控制、潮流和电压综合控制等。
- 几类交流输电系统典型 FACTS 控制器及其简要描述见表 11.2-1。

表 11.2-1 交流输电系统中的典型 FACTS 控制器

序号	控制器	连接	器件	控制原理	工作方式	主要功能	说 明
1	TSC/TSR	并联	半控	变电容	投切型	无功补偿， 电压控制， 系统稳定	属于 SVC 类
2	TCR				相控型		
3	STATCOM		全控	变无功电流	变流器型		又称 SVG、ASVG、ASVC、STATCON
4	TSSC/TSSR	串联	半控	变阻抗	投切型	电压控制， 潮流控制， 系统稳定， 短路限流	带储能设备时可提供有功功率
5	TCSC/TCSR				相控型		
6	SSSC		全控	变无功电压	变流器型		
7	TCPS	串并	半控	正交电压 调节相角	相控型	潮流控制， 系统稳定	又称 TCPAR、TCPST
8	UPFC		全控	变电压/电流源	变流器型	无功补偿， 电压控制， 潮流控制， 系统稳定， 短路限流	带储能设备时可提供有功功率

表 11.2-1 中,系统稳定性包含系统瞬时和中长期稳定性及振荡抑制;其中控制器缩略含义及更多 FACTS 术语见表 11.2-2。

表 11.2-2 常见 FACTS 术语

术语	名称 (中文)	名称 (英文)
ASC	先进串联补偿	Advanced series compensation
ASVC	先进静止无功补偿器	Advanced static var compensator
ASVG	先进静止无功发生器	Advanced static var generator
DSTATCOM	配电 STATCOM	Distribution STATCOM
DVR	动态电压调节器 (恢复器)	Dynamic voltage regulator (restorer)
IPC	相间功率控制器	Interphase power controller
IPFC	线间潮流控制器	Interline power flow controller
SPFC	串联潮流控制器	Series power flow controller
SSSC	静止同步串联补偿器	Static synchronous series compensator
STATCOM	静止同步补偿器	Static synchronous compensator
STATCON	静止调相机	Static condenser
SVC	静止无功补偿器	Static var compensator
SVG	静止无功发生器	Static var generator
TCPAR	晶闸管控制相位调节器	Thyristor controlled phase angle regulator
TCPS	晶闸管控制移相器	Thyristor controlled phase shifter
TCPST	晶闸管控制移相变压器	Thyristor controlled phase shifting transformer
TCR	晶闸管控制电抗器	Thyristor controlled reactor
TCSC	晶闸管控制串联电容器	Thyristor controlled series capacitor
TCSR	晶闸管控制串联电抗器	Thyristor controlled series reactor
TCVL	晶闸管控制电压限制器	Thyristor controlled voltage limiter
TCVR	晶闸管控制电压调节器	Thyristor controlled voltage Regulator
TPSC	晶闸管保护串联电容器	Thyristor protected series capacitor
TSC	晶闸管投切电容器	Thyristor switched capacitor
TSPAR	晶闸管投切的相位角调节器	Thyristor switched phase angle regulator
TSPS	晶闸管投切的移相器	Thyristor switched phase shifting transformer
TSR	晶闸管投切电抗器	Thyristor switched reactor
TSSC	晶闸管投切串联电容器	Thyristor switched series Capacitor
TSSR	晶闸管投切串联电抗器	Thyristor switched series reactor
UPFC	统一潮流控制器	Unified power flow controller
UPQC	统一电能质量控制器	Unified power quality controller

1.4 FACTS 控制器的通用原理

FACTS 控制器对现有传输系统作用原理可以统一描述为一个并联电流源和一个串联电压源,如图 11.2-2 所示。这与 UPFC 的原理十分类似。

忽略控制器本身的功率损耗且不带储能或发电环节 (ESS/SSG) 时,FACTS 控制器需满足式 (11.2-1),即

$$\operatorname{Re}[\dot{U}_p \dot{I}_p] + \operatorname{Re}[\dot{U}_s \dot{I}_s] = 0 \quad (11.2-1)$$

式中: \dot{U}_s 和 \dot{I}_p 假设为基波正弦量,稳态下可以用相量形式

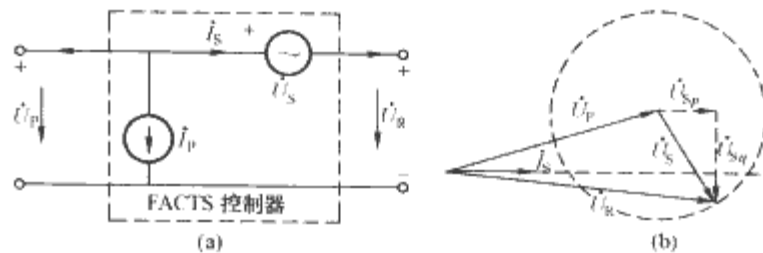


图 11.2-2 FACTS 控制器的通用原理和相量图

(a) FACTS 受控源等效; (b) 补偿电压 \dot{U}_s 相量分解

表达,分别为串联电压相量和并联电流相量。

式 (11.2-1) 表明:并联部分、串联部分吸收或注入的有功功率必须得到平衡,这是基本的功率平衡要求。同时还可以看出,有三个自由变量,如串联电压源 \dot{U}_s 的幅值和相位以及并联电流源 \dot{I}_p 的无功分量,可以用来控制输电线路的功率潮流 (有功功率和无功功率)。

这种统一原理描述的几个主要 FACTS 控制器的控制变量见表 11.2-3。

表 11.2-3 统一的 FACTS 控制原理

序号	控制器	约束关系	控制变量
1	SVC (TSC, TSR, TCR)	$\dot{U}_s = 0, \dot{I}_p = jB_{SVC}\dot{U}_s$	电纳 B_{SVC} (容纳或感纳)
2	TCSC (TSSC, TCSR, TSSR)	$\dot{I}_p = 0, \dot{U}_s = jX_{TCSC}\dot{I}_p$	电抗 X_{TCSC} (容抗或感抗)
3	TCPS	$\dot{U}_p \dot{I}_p = \dot{U}_s \dot{I}_s, \dot{U}_s = U_p e^{j\varphi}$	相位角 φ
4	STATCOM	$\dot{U}_s = 0, \operatorname{Re}[\dot{U}_p \dot{I}_p] = 0$	电流 \dot{I}_{pr} (无功电流)
5	SSSC	$\dot{I}_p = 0, \operatorname{Re}[\dot{U}_s \dot{I}_s] = 0$	电压 \dot{U}_{sq} (无功电压)
6	UPFC (不带有功环节)	$\operatorname{Re}[\dot{U}_p \dot{I}_p] + \operatorname{Re}[\dot{U}_s \dot{I}_s] = 0$	\dot{U}_s, \dot{I}_p (幅度和相角)

对于带储能或有功发生环节的 FACTS 单元,由于加入了有功支持,式 (11.2-1) 不再需要满足,控制自由度更大。

表 11.2-3 中:

(1) 统一控制器串联电压相量 \dot{U}_s 可以分解为与线路电流 \dot{I}_s 同相和正交的两个分量 \dot{U}_{s0} 和 \dot{U}_{sq} , 如图 11.2-2 (b) 所示。当 $\dot{U}_{s0} = 0$ 时,它等效为 SSSC 或 TCSC 等可控串补控制器;同样,其并联电流相量也有类似分解,对其与线路电压正交的电流成分,相当于 STATCOM 或 SVC 等并联补偿控制器。

(2) 统一模型中,串并联部分的有功功率可以互相平衡,因而只要目标需要,其并联电流和串联电压的幅度和相位度可以改变。因而,各 FACTS 控制器都是 UPFC 的一个子集,一般只能控制单个的系统变量 (阻抗、相角、无功)。而 UPFC 则可以同时实现对它们的控制,控制选择更多,是最完备的 FACTS 控制器。

(3) 当 \dot{U}_s 中的同相分量 $\dot{U}_{s0} \neq 0$ 时,此时的控制器具有线路电压和有功潮流调节功能。此外,串入同相的正负电压相当于插入一个无损电阻,具有系统谐振抑制和稳定作用。

2 可控串联补偿与晶闸管控制串联补偿 TCSC

2.1 输电线路串联补偿

串联补偿是在传输线上串接入一定的阻抗或电压控制设备,改变线路的静态和动态特性,从而达到改善电网运行特性的目的。

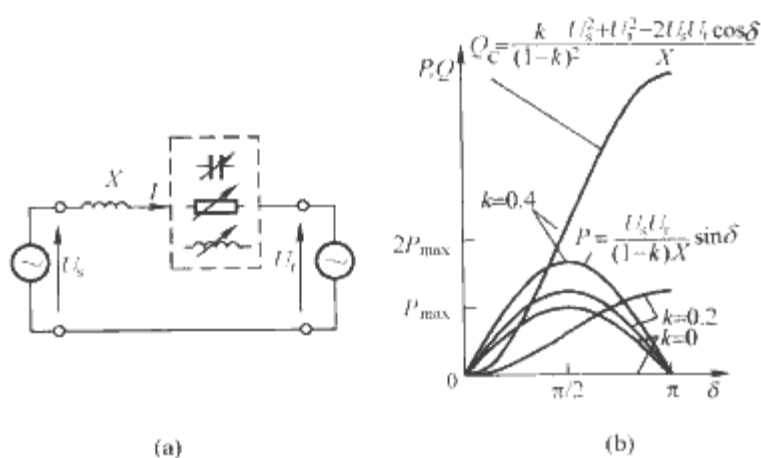


图 11.2-3 线路串联补偿原理
(a) 串联补偿原理；(b) 串联补偿与线路传输功率特性

图 11.2-3 (a) 所示两个互联电网端电压有效值分别为 U_1 和 U_2 ，线路电抗为 X ，串联补偿设备可以等效地插入一个可控的阻抗，一般为容性，也可以是感性或阻性。假设串入的容抗为 X_c ，线路传输的有功潮流 P 和串联补偿无功功率 Q_c 与端电压相位差 δ 的关系曲线见图 11.2-3 (b)，其中 δ 是两端电压相位差， $k = X_c/X$ ， $0 \leq k < 1$ 为补偿度。可见：随着补偿度的增加，线路的传输能力增大，串联补偿提供的无功功率也急剧增加。

2.2 可控串联补偿和 TCSC

可控串联补偿指利用电力电子开关（半控或全控型）器件进行投切或控制的阻抗型串联补偿装置，如 TSSC、FCSC (Forced-Commutation-Controlled Series Capacitor)、TCSC 等，这类串联补偿装置通过控制电力电子器件的开通和关断能实现动态调节串联阻抗的目的，故又称为变阻抗型静止串联补偿。广义上可控串联补偿还包括变流器可控型有源串联补偿，如 SSSC 等，它是采用自关断器件（早期也采用半控器件强迫换流）的变流器型 FACTS 控制器，在一定程度上能独立于线路电流的变化而调节串联补偿电压。基于变流器的可控串联补偿另设章节讨论。

TCSC 是通过晶闸管快速控制来实现对串联线路阻抗快速、连续、大范围的调节，利用 TCSC 可以实现：①动态潮流控制、优化潮流分布；②提高输电走廊的输送能力；③抑制次同步谐振 (Sub-synchronous Resonance, SSR)、阻尼功率振荡、提高系统暂态稳定性；④动态潮流控制；⑤抑制非对称分量；⑥降低短路电流。与其他串联型 FACTS 器件相比，TCSC 具有结构简单、控制灵活和容易实现的特点，是应用较广泛和较为成功的 FACTS 控制器。

一种典型的晶闸管控制串联电容器 (TCSC) 的结构如

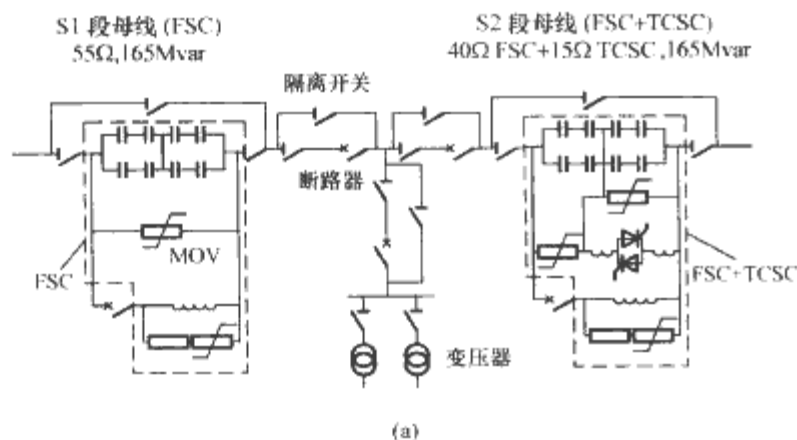


图 11.2-4 (a) 所示，它主要由串联电容器、晶闸管控制电抗器 (TCR) 等组成。其中，TCR 支路电抗器的感抗一般为固定电容器容抗的 0.1~0.3 倍。通过控制晶闸管的触发角 α ，改变流过电抗器的电流值，从而改变 TCSC 的阻抗值在容性和感性之间快速切换，如图 11.2-4 (b) 所示。其中晶闸管触发角 α (电容电压过零基准) 需在 $[\pi/2, \pi]$ 之间变化。由图可见，两种性质阻抗过渡过程中间，要实现平稳切换，需要合适的控制策略。这个运行模式称为阻抗调节模式，包含容性调节区和感性调节区。

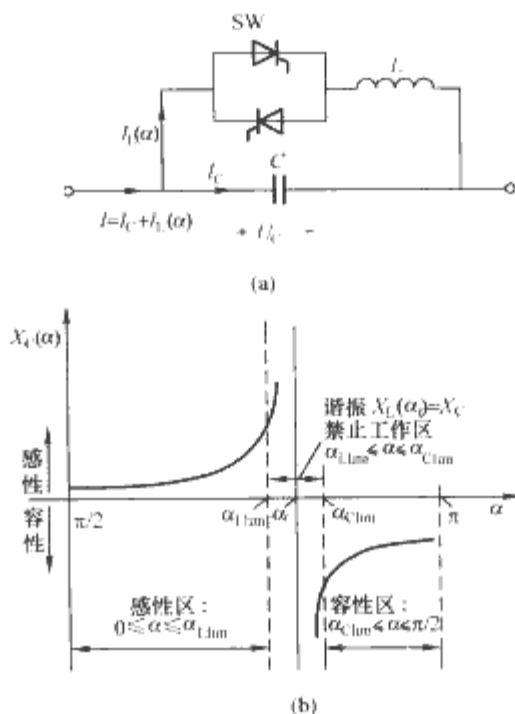


图 11.2-4 典型 TCSC 结构及其基波阻抗特性
(a) 电路结构；(b) 基波阻抗特性

除阻抗调节模式外，TCSC 还有两个极端的运行模式，即：①TCR 旁路模式，是当晶闸管持续导通时，由于感抗远小于容抗，整个 TCSC 的阻抗近似于电感的感抗；②TCR 阻断模式，指晶闸管完全阻断，TCR 开路退出，此时的线路电流全部流经串联电容器，整个 TCSC 的阻抗等于电容的容抗。

2.3 TCSC 装置的设计

TCSC 装置设计的主要内容包括主电路结构、运行范围、额定指标、晶闸管、保护和辅助回路及控制装置的设计选择。

2.3.1 TCSC 的主电路结构和 TCSC 运行范围的选择

主电路结构一般根据补偿目的和性能确定。工程应用中，为了节省成本，常常采用一组固定容量的电容器 (Fixed Series Capacitor, FSC) 和一个 TCSC 串联，如图 11.2-5(a) 所示。此种结构由于可控部件少，因而实现简单、成本较低。

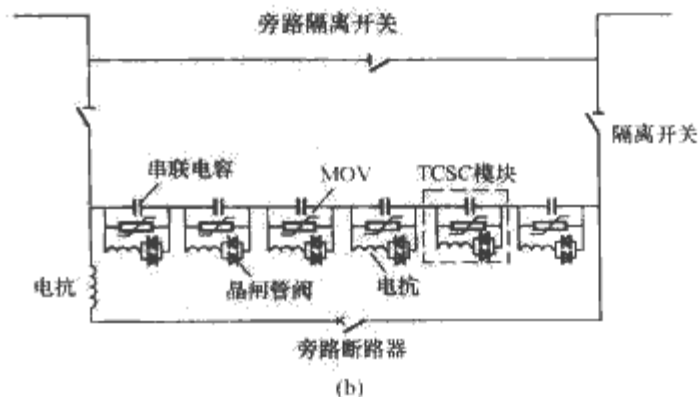


图 11.2-5 现场应用的 TCSC 主电路结构
(a) FSC+TCSC 结构；(b) 多单元串联 TCSC 结构

TCSC 的主电路也可以由多组 TCSC 单元串联组成,以提高可控运行范围,如图 11.2-5 (b) 所示。多个 TCSC 单元串联应用之所以能改善阻抗的可控范围,是因为 TCSC 在低于容性电抗 X_{Cmin} 和感性电抗 X_{Lmin} 时是不可控的,图 11.2-4 (b) 所示的禁止工作区即表明这一点。大的单一体 TCSC 的不可控的容抗范围也较大,不利于 TCSC 动态稳定控制,而较小的阻抗范围内连续调节则比较有利。因此,需将 TCSC 装置分为多个容量较小的模块,通过逐级投入或退

出模块来缩小不可控区。此外,也可以考虑将多个 TCSC 模块中的一个用 FCSC 来代替,由于 FCSC 能控制其容抗在 0 到最大值之间连续变化,从而使得组合串联补偿的容抗原则上能实现全范围内的连续控制。但由于全控型器件的应用,FCSC 的应用将在一定程度上增加应用成本。

TCSC 控制范围的确定,就是根据系统需要确定 TCSC 的感性和容性可控区,即 α_{Lmin} 和 α_{Cmin} 的值。

表 11.2-4

TCSC 装置运行额定参数

电 流 额 定			电 压 额 定		
I_N	额定电流	连续运行线路电流 1p. u.	U_N	连续运行电压	$\geq X_C I_N$
I_T	30min 过电流能力	1.5p. u. 短时过载线路电流	U_T	最大暂态电压	$\geq X_C I_T$
I_D	动态过载电流	2.0p. u. 晶闸管不被闭锁最大线路电流	U_D	动态摇摆最大电压 (典型持续时间 3~10s)	$\geq X_C I_D$, 用于暂态稳定控制时取值稍大
I_P	10s 过电流能力	$\geq I_D$ 晶闸管调节闭锁保护电流阈值			
I_F	最大故障电流	TCSC 旁路运行状态时			

2.3.2 额定指标确定

TCSC 的额定运行电流可根据系统运行条件确定,随之额定运行电压也就确定了。在 TCSC 中,电容器的额定运行电压就是 TCSC 装置的额定电压。

TCSC 的额定运行参数确定后,需要确定主电路电容器和电抗器参数。电容器参数原则上按照线路的基本串联补偿度 k (如 25%) 来考虑。设原线路电抗为 X , 因此选择串联电容器的标称容抗为 $X_C = X/4$ 。应用中可采用多个电容器并串联组合实现。电抗器参数选择根据容性和感性区范围及运行区内谐振点等要求进行。设谐振系数 m 为

$$m = \frac{\omega_0}{\omega_1} = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (11.2-2)$$

式中: ω_0 和 ω_1 分别为 LC 谐振频率和系统基波频率。

IEEE 标准推荐 m 取值在 [2.5, 3.0] 之间。实际应用中, m 取值也可略微突破这一范围,如 Kayenta 装置为 2.42, Slatt 装置为 2.12。

在确定了电容和系数 m 后,电抗 X_L 就随之确定。此外,电抗器的品质因数与 TCSC 运行特性、发热、体积和材料等有关。一般电抗器的工频品质因数不小于 10, 报道的实际工程中有的高达 90。

2.3.3 开关器件——晶闸管的选择与应用

晶闸管的额定电流与 TCSC 的暂态运行电压、最大连续电流和其短时过电流能力有关,也与 TCSC 的最大故障电流有关。由于晶闸管过载能力比电磁器件要小,因而选用其通态平均电流为正常平均值的 1.5~2.0 倍,以保证一定的安全裕量。值得注意的是:晶闸管额定电流以正弦半波的平均值来定义,其峰值电流耐量是平均值的 2π 倍。通常允许的浪涌电流可达通态平均电流的 10 倍。当然,额定电流的选择还受热损耗和散热方式等条件限制。

晶闸管是半控型器件,其关断不受门极信号控制而受主电路换向控制,即在阳极电流下降到维持电流以下时关断。因此,只存在恢复反向阻断能力时产生的换向过电压,该电压远小于全控器件关断大电流时的关断过电压。所以,晶闸管过电压保护要求比全控器件要低。但晶闸管必须能够重复性地承受一定的正反向电压,如频度规定为 50 次/s、持续时间不超过 10ms、一定幅值的过电压。选用器件时,晶闸管额定电压应为正常工作峰值电压的 2~3 倍,可作为允许

的操作过电压裕量。超过重复峰值电压 (即额定电压,是非重复电压的 90%) 时,必须加以限制。

晶闸管应用中还应注意其门极触发特性和伏安特性。如图 11.2-6 (a) 所示,晶闸管的触发特性可分成三个区域,即不触发区、不定触发区和可靠触发区。触发电路的输出电流大小必须避免落在不定触发区。图 11.2-6 (b) 所示的静态特性显示:通过加正向阳极电压 (无触发) 也可以使器件转折导通,但阳极电压可能超出器件的绝缘能力,且不充分的触发有可能损坏器件。与正向转折不同,晶闸管的反向击穿是硬性的,这种击穿导致器件失效的可能性比不充分触发更高。

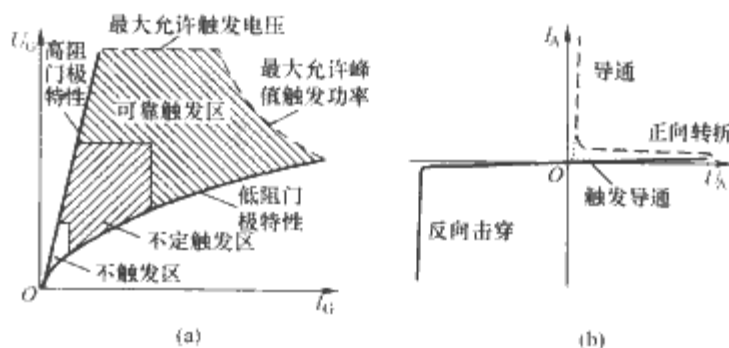


图 11.2-6 晶闸管特性曲线
(a) 触发特性; (b) 伏安特性

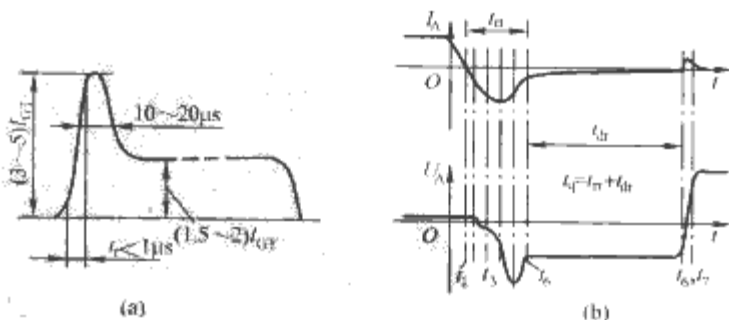


图 11.2-7 晶闸管典型应用波形
(a) 典型强触发电流波形; (b) 典型晶闸管关断 (感性负载) 波形

晶闸管动态特性包括开通与关断,其典型应用波形如图 11.2-7 所示。晶闸管的开通过程要经历载流子触发再生 (μs 数量级) 与平面扩展导通过程 ($10\mu s$ 数量级),导通电流由局部逐步扩展至整个硅片。为防止器件局部热斑损坏,电流上升率 di/dt 应限制在器件允许的临界上升率之内。采用强

触发有利于提高 di/dt 承受能力。当外加反向电压于正向导通的晶闸管时, 阳极电流逐步衰减至零, 然后经反向恢复时间 t_{rr} 达到反向阻断状态。由于载流子复合较慢, 晶闸管需再经过正向阻断恢复时间 t_{dr} 才能安全承受正向阻断电压。晶闸管关断时间为 t_{rr} 与 t_{dr} 之和。与开通临界 di/dt 类似, 关断晶闸管时的阳极-阴极电压上升率也必须控制在器件允许的断态电压临界上升率 du/dt 之内, 否则会引起晶闸管的误触发(二次导通)。一般晶闸管应用中, RC 或 RDC 等形式的吸收电路可以用于限制 du/dt 过高。

在电力系统应用中, 晶闸管的电压、电流容量往往难以满足应用要求, 需要将器件串联、并联应用。图 11.2-8 (a) 所示为晶闸管串联应用的均压电路。其中, R_p 可以用来平衡因器件静态特性(如伏安特性)或工作偏置引起的静态或直流电压不平衡; R_b 和 C_b 则起到抑制因开关时间和反向恢复电荷等引起的动态电压不平衡的作用。带高压绝缘的光电隔离或磁隔离电路, 常常用来解决串联器件的隔离驱动问题。

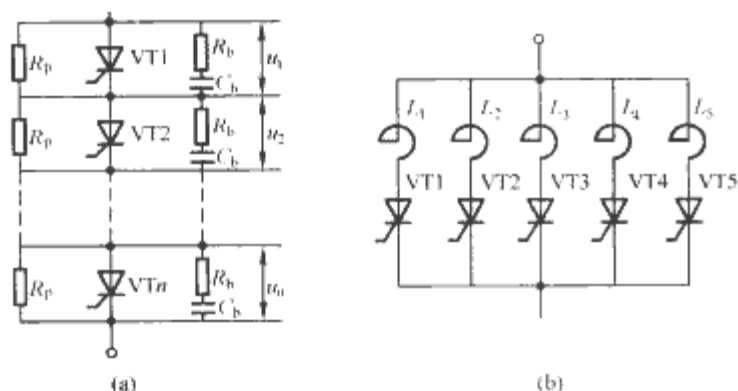


图 11.2-8 晶闸管串并联应用
(a) 串联静态、动态均压; (b) 并联电感均流

在更高电压的系统应用中, 为了实现更好的均压特性和组装, 还将上百只的串联器件分成许多个模块。每个模块内部器件个数不宜过多, 并采用图 11.2-8 (a) 所示等动、静态均压方式, 模块之间则用电容均压, 以抑制分布参数不同的影响。在交流应用中, 正反双向并联的晶闸管可以共用一套均压电路的网状结构, 以减少元件个数。

晶闸管并联应用时, 由于导通压降和开关时间等特性的差异, 有时需要采用图 11.2-8 (b) 所示串联电抗器来实现均流。其中串入电感量与器件通态压降的差、臂的导通时间、并联支路数、臂电流和均流系数等有关。通过适当设计, 一般能获得较好的均流效果。

2.3.4 保护和辅助电路的选择与设计

实际应用的 TCSC 还必须考虑一些保护和操作辅助电路, 如图 11.2-9 所示。

金属氧化物避雷器 MOV 用于瞬态过电压保护, 选用时主要考虑其保护水平和容量。保护水平由 TCSC 的短时过电压水平决定, 应能保证外部故障发生时 TCSC 不会退出运行, 且在其他外部保护(如继电保护)动作前 MOV 有一定承受能力, 以及合理的裕量。一般选为 $2p.u.$ 。

旁路断路器和隔离开关的设置则与具体工程的操作要求相关, 它可以控制整个装置投入和退出运行。旁路断路器支路上的阻尼电抗器可以限制断路器浪涌电流。是否设置阻尼回路及其参数, 主要根据所在系统的特性和附近机组情况来确定。

2.3.5 控制设计

控制设计包括体系结构、算法策略、检测与软硬件的实现等。

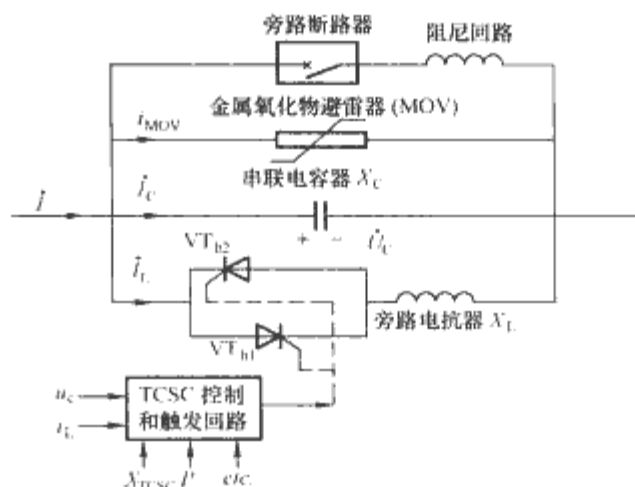


图 11.2-9 带保护和辅助电路的实用 TCSC 单元

TCSC 主电路的关键部件之一是电力电子器件。用于 TCSC 的最常见开关器件为晶闸管 SCR, 其次是 GTO, 其他器件如 MCT、IGCT、IGBT 等还较少。

TCSC 控制按照目标分有阻抗控制、电流控制、相角控制、功率控制、阻尼控制等, 但一般线路阻抗控制是基本的, 进而发展成其他如以电压、电流和潮流为目标的控制方法, 达到补偿电压、稳定线路电流和潮流的目的。

典型的阻抗控制系统分为内环与外环, 包括器件层、装置层和系统层 3 个层次, 如图 11.2-10 所示。其中, 外环是宏观输电系统层, 其为实现 TCSC 潮流与稳定控制而操作内环部件, 并为内环控制提供参考量。

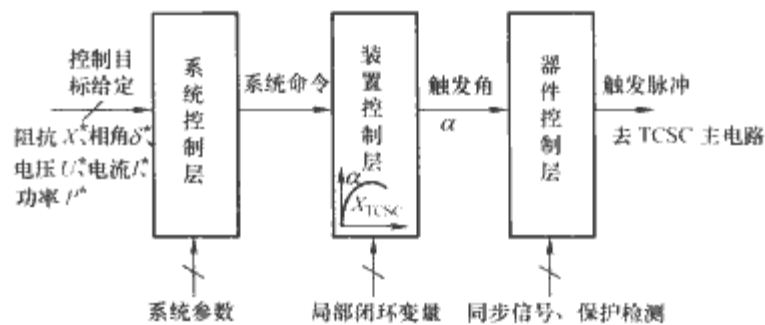


图 11.2-10 TCSC 三层控制结构

TCSC 的控制内环包括对其装置层和器件层的控制, 对系统层而言, 控制内环可视为一个可控的无功阻抗或电压源。装置层利用 TCSC 输出与脉冲控制角之间的非线性关系, 控制 TCSC 装置能较好地满足从系统角度提出的变阻抗或变电压需求。器件层则是具体的电路结构和脉冲控制方法, 对电力电子器件的开通和关断时机进行控制、为晶闸管提供适合的门极驱动, 也承担器件和电路的快速保护功能, 通过执行电流限制或使用旁路等操作来避免元件和装置的损坏。

内环控制基本原理分开环与闭环两种。典型的内环闭环控制原理如图 11.2-11 所示。

图 11.2-11 中主要环节有: ①阻抗测量环节, 其根据电容电压和线路电流, 计算 TCSC 当前的基波阻抗 X ; ②误差

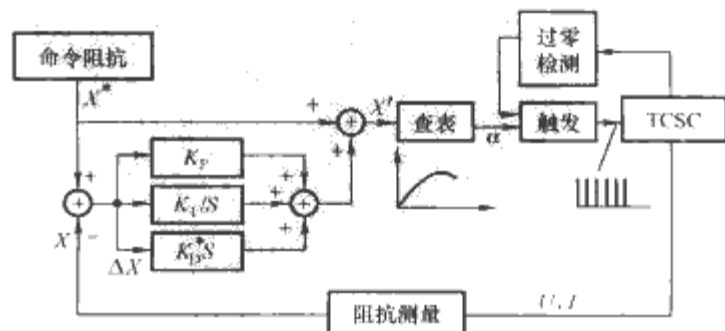


图 11.2-11 TCSC 阻抗控制模式下的(内环)闭环控制原理

调节 (PID) 控制环节, 其根据外环给定命令阻抗值 X_{ref} 与实际值 X 之差 ΔX , 按照 PID 或其部分组合控制生成误差修正值; ③查表或计算环节, 其将 ΔX 转化为触发角的调节量 $\Delta\alpha$, 它与稳态预测值 α_0 之和经过限幅后构成实际的控制角 α ; ④过零检测环节, 其提供相角同步信号, 可以与电容电压、线路电流同步, 各有优缺点, 一般采用模拟或数字锁相环技术来实现; ⑤触发电路, 根据触发延迟和同步信号, 产生所需的晶闸管触发脉冲, 分配、隔离并放大后驱动主电路工作。

图 11.2-11 中, 如果将“阻抗测量”和“PID 控制”两个环节去掉, 则得到开环控制的原理框图。

此外, 为了容性调节区与感性调节区切换平稳, TCSC 在控制策略上需要插入一个使 TCR 支路完全“阻断”或“旁路”的步骤。即: 由容性区切换到感性区时, 不同步即发出切换指令并产生连续的触发脉冲, 迫使晶闸管完全导通, TCSC 先由容抗调节模式转入旁路模式; 旁路状态维持一段时间 (10ms), 暂态过程结束后, 再按正常方式进行触发控制。反之, 由感性区切换到容性区时, 先切换到阻断模式, 继而在进入正常的容抗调节模式。

实际应用时, 往往采用多个 TCSC 模块构成大容量的 TCSC 装置, 并与 FSC 等组合使用, 从而需要考虑各个 TCSC 模块之间以及与 FSC 之间的协调控制问题。

2.4 TCSC 应用工程介绍

2.4.1 我国平果变电站 TCSC 工程系统概况

平果 TCSC 工程位于南方电网 (广西境内) 平果变电站的 500kV 输电线路, 主要供货商为德国西门子公司, 于 2003 年 6 月建成并完成调试试验, 同年 11 月投运。

该工程的单线结构如图 11.2-12 所示。图中 C_1 、 C_2 为串联电容器, Q 为晶闸管阀, L_1 为电抗器, $D1$ 、 $D2$ 为限流和阻尼元件, $MOV1$ 、 $MOV2$ 为金属氧化物避雷器, S 为火花放电间隙, $QF1$ 、 $QF2$ 为旁路断路器, $QS1$ 、 $QS2$ 、 $QS3$ 为隔离开关。

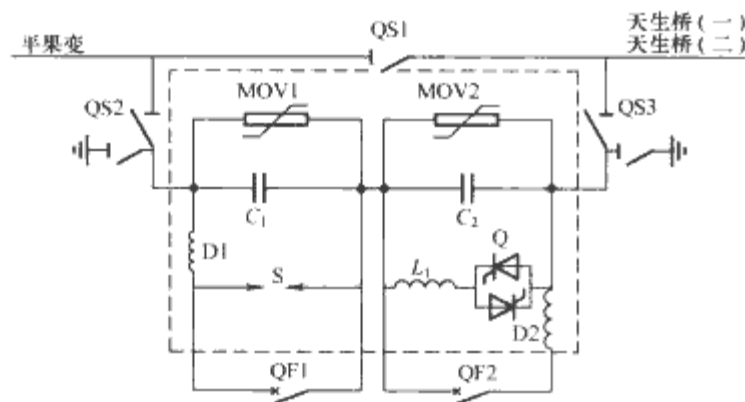


图 11.2-12 平果变电站可控串联补偿装置 (TCSC) 的单线结构

各组成部件的参数情况和功能概述如下:

(1) 串联电容器 C_1 和 C_2 。 C_1 由 528 台 4 组 H 型连接而成, 采用 Vishay EX-7Li 户外带内熔丝型电容器。每相电容值为 $108\mu\text{F}$, 额定阻抗 29.17Ω , 额定电压 58.4kV , 额定电流 2000A , 三相额定无功功率 350.4Mvar , 暂态过载电流为 10min 达到 3000A , 过电压保护水平 2.3p.u. , 绝对电压等级为 190kV 。

C_2 每相电容的额定阻抗 4.15Ω (晶闸管完全关断时), 额定电压 9.13kV , 额定电流 2200A , 三相额定无功功率 50Mvar , 过电压保护水平 2.4p.u. 。

(2) 晶闸管阀 Q 和电抗器 L_1 。晶闸管阀由德国西门子

公司提供, 额定电压为 16.4kV , 峰值电压为 31kV , 由 11 级晶闸管单元串联组成, 采用直流光触发方式 (LTT)。

电抗器的制造厂商是 Trench Ltd, 电抗值为 2.1mH , 75°C 下的损耗为 17.5kW 。

(3) 金属氧化物避雷器 $MOV1$ 和 $MOV2$ 。德国西门子公司产品, 固定部分 (FSC) 在过电压保护水平 2.3p.u. 下, MOV 吸收能量为 37MJ/相 。每相由 14 个 MOV 单元组成, 其中 2 个 MOV 单元为备用。每个 MOV 单元吸收能量为 2640kJ 。可控部分 (TCSC) 在过电压保护水平 2.4p.u. 下, MOV 吸收能量为 6MJ/相 。每相由 14 个 MOV 单元组成, 其中 2 个 MOV 单元为备用。每个 MOV 单元吸收能量为 429kJ , 质量约 85kg 。

(4) 火花放电间隙 S 。由 Nokian Capacitor Ltd. 提供, 型号为 XLSK-30PL, 承受电流的能力为 40kA (1s)。在最大故障下, 以 100ms 间隔动作 10 次或最大系统故障电流时至少持续 500ms 动作 1 次或间隙动作 25 次 (动作期间不进行维护) 而无需检修。间隙距离可调。

(5) 旁路断路器 $QF1$ 和 $QF2$ 。德国西门子公司生产, 型号为 3AQ2E1, 用于投入和退出电容器组。旁路断路器合闸, 可将火花放电间隙短接, 使其熄灭, 防止火花放电间隙燃弧时间过长。

(6) 隔离开关 $QS1$ 、 $QS2$ 和 $QS3$ 。制造厂商为 EGIC, 主要技术参数为: 额定电压 550kV , 额定电流 3150A , 动稳定电流 125kA 。

(7) 限流和阻尼电路 $D1$ 、 $D2$ 。固定串联补偿部分的限流和阻尼电路采用 $400\mu\text{H}$ 的电抗器 (放电频率为 762Hz) 和一个 3Ω 的电阻并联。TCSC 部分电抗器和电阻的取值分别为 $200\mu\text{H}$ 和 1Ω 。

(8) 其他构件, 包括各类断路器和隔离开关, 测量用的 TV、TA 等。

2.4.2 运行特性与控制

平果 TCSC 工程在额定电流 2kA 时, FSC 段的补偿阻抗为 29.17Ω , 三相额定容量是 350Mvar , 提供约 35% 补偿度。在正常控制模式中, TCSC 保持在 4.57Ω (1.1p.u.) 下长期运行, 三相补偿容量为 55Mvar , 提供约 5.5% 补偿度。在低起动角度下, TCSC 能将电容阻抗提高至 12.45Ω (3p.u.)。在 $4.15\sim 12.45\Omega$ 范围内, TCSC 根据线路电流大小不断调整阻抗。

整组电容器组可以在 2.2kA 的电流情况下长期运行, 最大电流可以达到 3.96kA , 允许通流 10s , 用于抑制系统功率振荡。除了容抗补偿模式外, TCSC 还能在线路电流暂态过载情况下通过持续开通晶闸管阀来实现感抗补偿运行 (相当于 TPSC)。

平果变电站的 TCSC/FSC 的控制系统采用标准硬件模块 (如电源、电子电路、接口设备等), 基于西门子的 SIMADYN-D 控制系统、阀基电子设备 (VBE) 和 WinCC (Windows Control Center) 监控软件等组成。可以在多个地点进行控制, 具备完善的人机界面 (Human-machine Interface, HMI), 能由操作员进行远程/本地操作, 并包含多个闭环控制功能。

TCSC 系统有 4 种运行模式可以选择, 分别是:

(1) 固定串补 (FSC) 模式。在该模式中, TCSC 像常规电容器组一样运行。晶闸管阀闭锁, TCSC 仅提供容性阻抗。此时晶闸管阀监控功能仍在工作, 是 TCSC 保护的一部分, 在必要时保护系统触发阀体导通, 进入 TPSC (晶闸管保护串联电容器) 模式。

(2) 等待模式。TCSC 以固定的触发角运行。在某些特定情况下, 触发晶闸管阀来进行动态阻抗控制, 如抑制功率振荡 (POD 模式)。等待模式下阀监控功能处于工作状态。

(3) 阻抗控制模式。这是 TCSC 的标准模式, 可控串联补偿阻抗可在 $4.15 \sim 12.45 \Omega$ 之间设定运行。触发角精确为一个有限范围 (如 $\pm 1^\circ$), 通过 PI 控制来校正被控阻抗与参考值间的细微偏差。

(4) 晶闸管投切电抗器 (TSR) 模式。晶闸管阀连续导通, TCSC 等效为电容器和电抗器的串联, 对外提供感性阻抗。TSR 操作必须从电容器电压过零开始, 这时相应的触发角为 0。

此外, 功率振荡阻尼 (Power Oscillation Damping, POD) 控制是系统级控制功能之一, 它采用有功功率作为反馈量, 通过调节 TCSC 的阻抗来抑制电网中发生功率振荡。POD 控制最多工作 60s, 60s 之后, 如果功率振荡低于门坎值, POD 功能退出, 阻抗回到控制系统预先设定的定值上。

2.4.3 保护系统

平果 TCSC 工程具有完善的保护系统, 包括冗余设置、互相独立的保护系统、自诊断功能、数字逻辑实现、整定设定方便、光电测量、标准硬件模块化结构等。

系统除具备典型串联补偿应有的保护功能 (MOV) 以外, TCSC 还有一个晶闸管阀保护装置 (TPSC 模式), 能在故障 1ms 之内触发导通晶闸管, 将电容器快速旁路承受故障电流, 直至旁路断路器合上为止。该模式下, 晶闸管阀能承载 40kA 的短路电流。触发脉冲以 $10\mu\text{s}$ 宽度、间歇 $30\mu\text{s}$ 发出, 一直持续到故障排除后至少 250ms。

此外, TCSC 装置还设有线路电流 (LCU)、CAP (电容器)、MOV (避雷器) 三个保护模块, 分别能对阀过电流、阀拒绝触发、不同步触发、平台故障、三相不一致、允许/防止重新投入等进行保护; 对电容器提供不平衡、过载、阻抗限制等保护和断路器失灵监控功能; 对 MOV 设备提供过热、过电流、温度梯度保护, 还可以执行来自外部的阀触发命令。

虽然自 20 世纪 80 年代末开始, 国内学术界和电力工业界就针对 TCSC 的应用开展了大量研究, 在 TCSC 的基础理论、系统控制、装置实现等关键技术研究取得了一定成果。应用研究方面, 除平果 TCSC 工程外, 东北电网伊敏—冯屯 500kV、甘肃电网成县 220kV、川渝华中电网的三峡—万州的 500kV、山西阳城至江苏淮阴 500kV 等输电工程上投运了或正在建 TCSC 装置。但是, 总体上我国 TCSC 技术, 特别是基础制造和应用技术, 与国际先进水平相比还有较大距离。在 TCSC 方面, 我国今后还需优先开展多项研究, 包括: ①主要组成设备 (晶闸管阀体、电容器、电抗器、MOV 和断路器等) 自主设计和制造技术研究; ②多功能应用目标和更大容量、更高电压等 TCSC 装置性能的研究; ③ TCSC 系统稳态和动态性能的深入研究; ④绝缘、保护、监控等配合技术研究; ⑤ TCSC 新技术, 特别是新型电力电子器件和拓扑结构技术在 TCSC 领域应用的研究等。

3 变换型 FACTS 技术

与 TCR、TCSC 等调节阻抗不同, 基于变流器型的 FACTS 设备的主要技术标志是采用了自关断 (或强迫关断) 器件, 这样的 FACTS 控制器可等效为一个可调的电压源或电流源, 通过控制该电压或电流的大小和相角达到更灵活、通用地控制输电线路功率、电压、稳定性等目的。基于变流器的典型 FACTS 控制器包括 STATCOM、SSSC、

UPFC 等。

3.1 静态同步补偿器 STATCOM

静止同步补偿器 (Static Synchronous Compensator, STATCOM) 有时也称为 SVG (Static Var Generator) 或 ASVG (Advanced Static Var Generator), 早期还称为 STATCON, 即静止同步调相机 (Static Synchronous Condenser), 但 2002 年 IEEE DC&FACTS 专委会将其统一为 STATCOM, 并明确其是一种并联同步的无功补偿装置。它能够发出或吸收无功功率, 通过无功控制达到控制电力系统中的特定参数, 如电压、稳定性等的目的。同时, STATCOM 具有体积小、响应速度快、调节连续等优点。

STATCOM 的主要核心组成是变流器, 按照直流侧储能元件采用电容或电感可分为电压型和电流型两种, 如图 11.2-13 所示。图中直流环节的电容或电感不再与阻抗型 FACTS 控制器中一样起到基波阻抗调节作用, 因而一般容量和尺寸相对要小很多。由于电容储能效率较高和逆阻型器件较难实现等原因, 实际应用的变流器多为电压型。

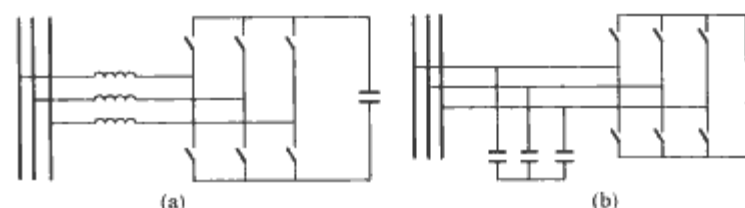


图 11.2-13 FACTS 变流器主电路基本结构示意图
(a) 电压型半桥变流器 (VSC); (b) 电流型半桥变流器 (CSC)

3.1.1 STATCOM 补偿原理

STATCOM 工作时通过开关的通断, 将直流侧的电压转换成与网侧同频率的交流电压, 忽略线路阻抗和变换损耗, 可将其等效为一个交流电压源。变流器输出电压 U_1 和接入系统点电压 U_s 同相位, 其输出电压幅度可以控制。如图 11.2-14 所示, 当 $U_1 > U_s$ 时, 从系统流向 STATCOM 的电流相位超前系统电压 90° , STATCOM 工作于容性区, 输出感性无功功率; 反之, 当 $U_1 < U_s$ 时, 从系统流向 STATCOM 的电流相位滞后系统电压 90° , 工作于感性区, 吸收感性无功功率; 当 $U_1 = U_s$ 时, 系统与 STATCOM 之间的电流为 0, 不交换无功功率。

可见, STATCOM 输出无功功率的极性和大小决定于 U_1 和 U_s 的大小, 通过控制 U_1 的大小就可以连续调节 STATCOM 发出或吸收无功的多少。无功功率在各相之间的流动, 在忽略损耗的情况下可以不需要外部功率供给, 无功电流也能维持直流电容电压 U_{dc} 稳定在一定的水平。但作为无功功率交换的缓冲环节, 往往需要一个直流电容。

适当调节 STATCOM 输出电压与系统电压之间的相位

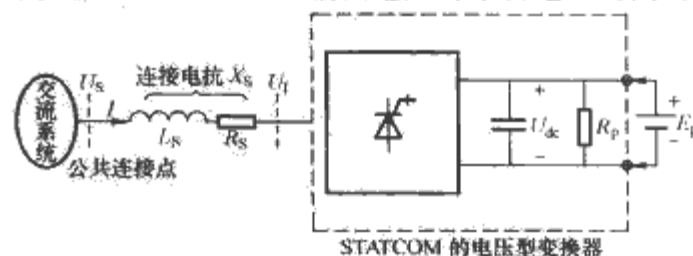


图 11.2-14 电压变换型 STATCOM 的简化工作原理

角,可以控制它们之间交换的有功功率。在具备有功功率源或大型储能装置与直流侧相连的条件下,如图 11.2-14 中储能电池 E_p ,可以提供有功调节。实际上,即使在仅提供无功交换的 STATCOM 系统中,线路和变流器总存在功率损耗,分别等效为图 11.2-14 中的 R_s 和 R_p ,即需要吸收一定的有功功率来维持直流电容上电压的稳定。这往往就通过在与电网电压无功正交电流上叠加较小的同相有功分量来实现。因此,实际中的 STACTOM 输出电流并不垂直于系统电压,而是有一较小偏离角(通常在 $0.1^\circ \sim 0.2^\circ$ 之间)。

3.1.2 STATCOM 运行特性

STATCOM 的运行特性如图 11.2-15 所示。由图 11.2-15 可见:

(1) STATCOM 可以运行于容性和感性无功补偿状态,既可以补偿容性无功,也可以补偿感性无功。两个区的额定输出电流容量相同。因此,一定容量的 VSC 能提供 2 倍的 STATCOM 动态无功范围,一般其容量标称为 \pm MVA。

(2) STATCOM 可以独立于电网电压调节输出电流,即具有较宽的电压运行范围,特别是可在如 15% 的电网电压条件下仍然可以输出额定的无功电流。这对在某些极端条件下支撑电压、缓解系统电压崩溃是很有作用的。

(3) 具有暂态过载能力。容性运行的最大暂态电流主要受电力电子器件的关断能力决定;感性运行区,对于采用基波频率控制、器件自换流的设备,其电流极限理论上由器件的最大结温限制,因此,较容性区往往还要大。两个区域的电流极限与系统电压相对独立。

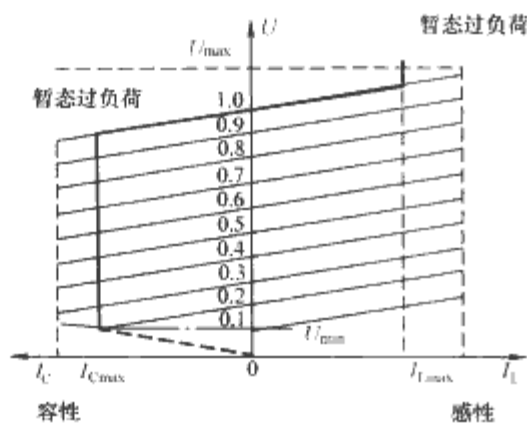


图 11.2-15 STATCOM 的运行特性

对于如图 11.2-14 所示的 STATCOM 接入系统的简化等效电路,其交流侧的一阶微分方程可写为

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L_s}(u_{sa} - u_{ta} - R_{sa}i_a) \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L_s}(u_{sb} - u_{tb} - R_{sb}i_b) \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{1}{L_s}(u_{sc} - u_{tc} - R_{sc}i_c) \end{aligned} \right\} \quad (11.2-3)$$

其直流电容动态方程为

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C}\left(I_{dc} + \frac{U_{dc}}{R_p}\right) \quad (11.2-4)$$

采用同步旋转坐标变换(dq0 变换)矩阵

$$C_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (11.2-5)$$

可将静止坐标系 abc 的三相交流量变换成 dq0 坐标系下的直流电流。由于 $C_{dq0}^{-1} = C_{dq0}^T$, 变换是功率不变的。于是在 dq 坐标系下的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{m \cos(\alpha + \theta)}{L_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{m \sin(\alpha + \theta)}{L_s} \\ -\frac{3m \cos(\alpha + \theta)}{2C} & -\frac{3m \cos(\alpha + \theta)}{2C} & -\frac{1}{R_p C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (11.2-6)$$

式中: $[u_d \ u_q]^T = C_{dq0} U_s$; $[i_d \ i_q]^T = C_{dq0} I$; ω 是系统频率; θ 是系统电压在 dq 系中的相位; α 是变流器输出电压超前系统电压的相角; m 是和变流器输出电压与直流电压之比相关的系数,与电路结构及开关序列有关。

有功电流 i_p 和无功电流 i_R 分别为

$$\left. \begin{aligned} i_p &= i_d \cos \theta + i_q \sin \theta \\ i_R &= i_d \sin \theta - i_q \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (11.2-7)$$

据式(11.2-7),正的无功电流 i_R 表明 STATCOM 运行于感性区(吸收无功功率),而负的无功电流 i_q 则表明 STATCOM 运行于容性区。

3.1.3 STATCOM 主电路结构

基本的电压型 STATCOM 变流器(三相二电平 VSC)主电路结构如图 11.2-16 (a) 所示。每相上下桥臂以互补方式(相差 180°),三个桥臂之间相差 120° ,依次开通和关断。以 A 相为例,VI1 开通时,A 点得到 $+U_d/2$ 电压,VI4 开通时,A 点得到 $-U_d/2$ 电压,共两个输出电平,其他各相有相同的规律,因而称为二电平变流器。

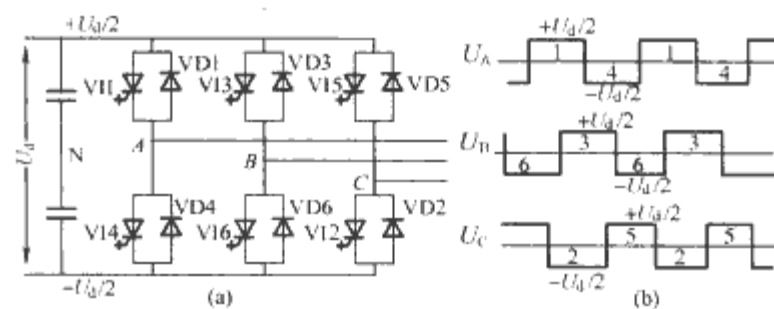


图 11.2-16 三相二电平 VSC 主电路结构及其方波控制输出波形(相对于直流中点)

(a) 主电路结构; (b) 方波控制输出波形

基本二电平 VSC 虽然电路和控制都较为简单,但它若要直接作为 STATCOM 应用,需要高压大容量的电力电子器件。目前单个开关器件的容量还不能满足高压大容量输电系统的应用,需要设法扩大变流器耐压和容量。一般器件直接串联或并联的方法存在串联均压、并联均流问题。较好的高压大功率变流器则往往把多个逆变器通过变压器或多电平方式组合起来,前者称为多重化结构,后者则为比较热门的电平变流器。

基本二电平 VSC 应用的第二个问题是其输出谐波含量较大。较为可行的解决方案是采用多重化结构,即用几个 VSC 产生有一定相位相差的方波(或 PWM)电压,用变压器将不同相位的方波电压串联在一起,如图 11.2-17 (a) 所示。变压器二次侧的电压相位是不同的(其变压比也可能不同),从而减小了输出波形的谐波,使之更接近于正弦波。同时,变压器一次侧是串联的,其电压是各二次侧电压之和,也相应提高了电压和容量。多重化变流器结构还有其他优点,包括:①可以灵活扩大逆变系统的容量;②易于实现

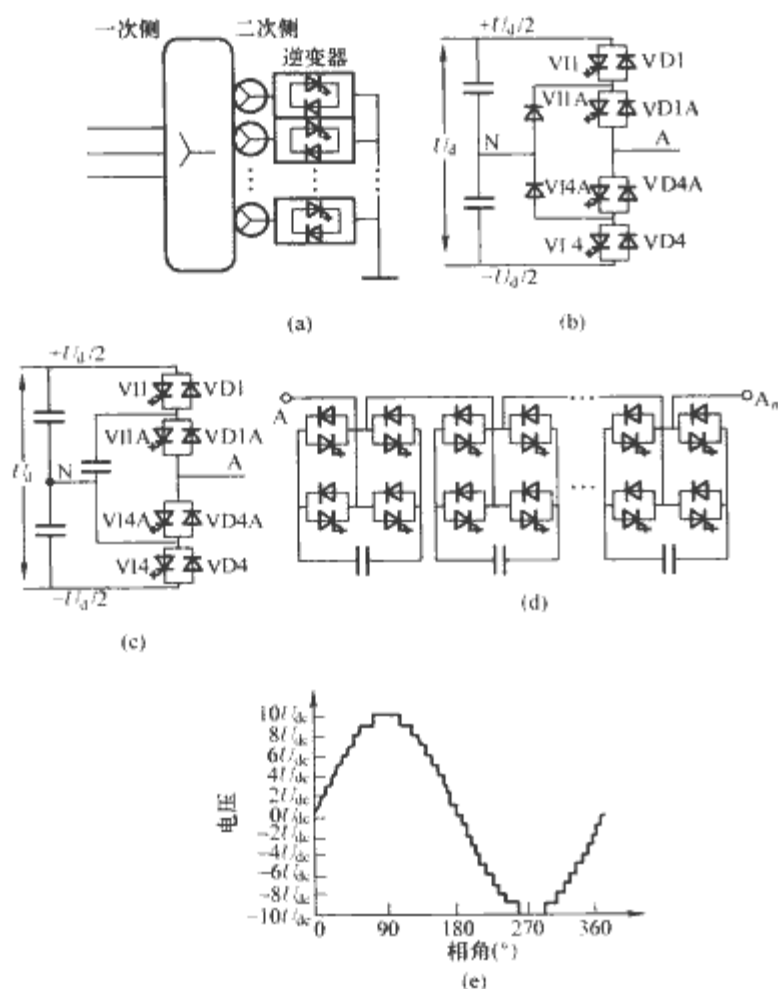


图 11.2-17 多重化及多电平变换技术

(a) 带变压器的多重化技术；(b) 三电平中点钳位 (NPC) 式变流器桥臂；(c) 三电平飞跨电容式变流器桥臂；(d) H 桥级联式单相变流器结构；(e) 多电平输出电压波形原理示意图

逆变器模块化，组成 $N+1$ 并联冗余系统，提高运行的可靠性和系统的可维护性。

多电平变换也是目前研究较多的能有效提高 VSC 容量和改善输出谐波的技术之一。它有三种典型拓扑，分别如图 11.2-17 (b) ~ (d) 所示。其中，二极管钳位的三电平逆变器实践应用较多，但其承受不同反压，二极管数目较多，电容均压问题较为复杂；级联式多电平结构因每级 H 桥需要独立的直流电源，其容易实现、模块化等特点，近年也有较多应用。多电平变流器具有很多优点，包括：①M 电平逆变器可以产生 M 层阶梯形输出电压，减少谐波含量；②功率开关器件电压应力低，可实现串联均压；③可以大大减轻电磁干扰，开关元件一次动作的 dv/dt 通常只有二电平的 $1/(M-1)$ ；④可以用较低的频率进行开关动作，减少损耗，提高效率；⑤节省了多重化变压器，大大降低了装置的损耗，避免了变压器铁磁非线性带来的问题。因此，多电平变流器在高电压大功率 FACTS 应用中具有较大优势。

3.1.4 STATCOM 用电力电子器件

晶闸管具有阻断电压高、导通电流大、导通压降很小等优点，早期 STATCOM 变流器多采用晶闸管实现。但晶闸管没有切断电流的能力，必须使用自然换流或强迫关断技术，这限制了它的应用和许多性能的改善。随着具有高电压、大电流可关断晶闸管 (GTO) 等全控型器件的出现，大功率电力变流器有可能采用全控型器件来实现，如 GTO、IGBT、IGCT 等。

门极可关断晶闸管 (Gate turn-off Thyristor, GTO) 是晶闸管的一个派生类型，能通过门极脉冲控制其开通和关断，属于全控型器件。在低压、较小容量应用领域，GTO 有被高压大容量 IGBT 取代的趋势，但目前还是最大控制容

量的可关断型器件。商品化的 GTO 耐压可达 6kV，电流可达 6kA。

GTO 的静态特性和静态参数定义，如断态重复峰值电压 U_{DRM} 、通态峰值电压 U_{TM} 、通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 和通态方均根电流 $I_{T(RMS)}$ 等与晶闸管类似。值得注意的是，多数 GTO 不具备反向阻断能力，其反向重复峰值电压 U_{RRM} 一般只有几十伏，且通常需要比较高的维持电流 I_h 。

GTO 动态特性，即开关波形如图 11.2-18 (a) 所示。由于一般采用多单元并联，其通态电流上升率 di/dt 、触发电流 i_{GF} 及其上升率 di_{GF}/dt 需求比都较大。GTO 关断增益一般只有 3~5 左右，因此，关断门极瞬时电流 i_{GQ} 和 $-di_{GQ}/dt$ 必须足够大，才能保证 GTO 的可靠关断。此外，由于是自关断型器件，大电流关断过程会产生二次击穿过电压，因此采用再加正向电压抑制措施对保证 GTO 安全是必要的。抑制措施可采用吸收电路，如图 11.2-18 (b) 所示。

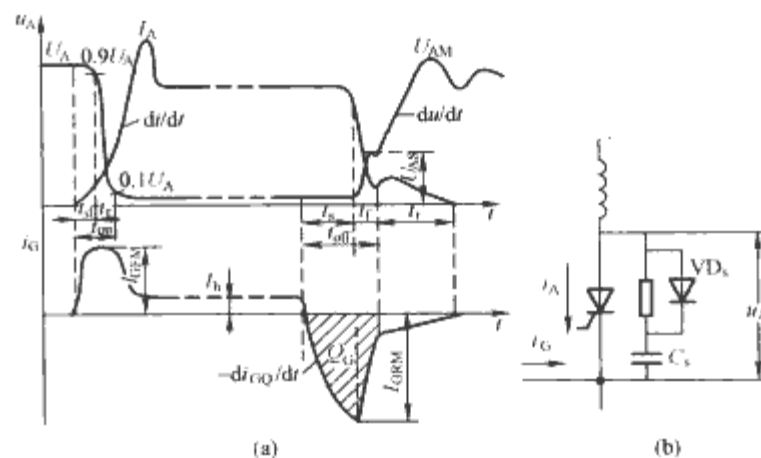


图 11.2-18 GTO 开关工作波形及电路

(a) 开关波形；(b) 吸收电路

集成门极换流晶闸管 (Integrated Gate Commutated Thyristor, IGCT) 由功率 MOSFET 驱动电路与改进 GTO 复合而成。IGCT 具有很多优点，如：①具有与 GTO 相同的高阻断能力和低通态压降；②IGCT 不需要 du/dt 吸收电路 (但一般需要 di/dt 抑制电路)；③可以像晶闸管一样导通，像 IGBT 一样关断，使用简单。其关断时间比 GTO 降低了 30%，功耗降低 40%，可以在较高电压、较大功率和较高频率下运行，是一种较理想的中压开关器件，有望取代 GTO。目前，IGCT 已经有商品化产品，耐压达 6kV，电流约 4kA。

绝缘门极双极型晶体管 IGBT 是又一类很有潜力的全控器件，其中高压型产品 HV-IGBT 在中大功率变换变流器实现中已有应用实例，如配电网应用电力电子装置中，但在输电系统的应用还有待于进一步发展。

综上所述，目前 STATCOM 可用主要全控型器件有 GTO、IGBT 和 IGCT 三种，其性能比较见表 11.2-5。

表 11.2-5 目前 STATCOM 可用主要全控型器件性能比较表

器件类型	最高水平	驱动情况	开关频率	开关损耗	导通损耗	热阻	其他
GTO	6500V, 6000A	电流驱动, 线路复杂	低	高	低	小	适合超高功率
IGBT	6500V, 600A 1700V, 3600A	电压驱动, 线路简单	高	低	稍高	大	技术成熟, 性价比高
IGCT	6500V, 4000A	电压驱动, 线路较复杂	高	低	低	小	技术、市场较成熟

3.1.5 STATCOM 变流器的控制

3.1.5.1 STATCOM 系统分层控制

STATCOM 控制较为复杂,可分为系统、装置和电路三个控制层次,如图 11.2-19 所示。电路层控制任务是针对不同的主电路结构,考虑电力电子器件开关特性,而以触发脉冲产生为核心的控制内容,是基于电路和器件物理特性的控制。装置控制层次主要是基于功能的控制,即根据应用目标和系统运行的要求,形成电路层次控制的指令信号,使装置形成一个可控性能良好、完备的功能单元。系统层则是从输电系统潮流、无功、电压和稳定等宏观目标的角度,基于装置外特性的控制。各层次之间相对区分,互相关联,并具有交叉。其中,为了得到较好的输出性能,装置层次一般设计为对输出量的闭环控制,因而和电路层次一道统称为内环。对应地,系统层称也称为外环控制。

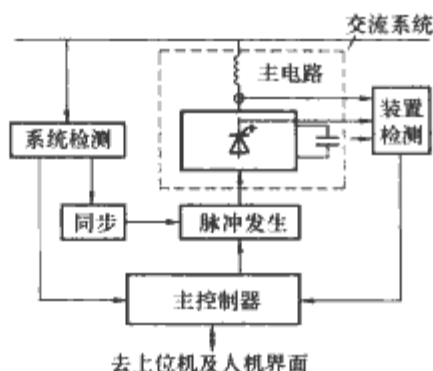


图 11.2-19 STATCOM 本地控制结构示意图

外环控制的基本目标是无功电流、无功功率、系统电压支撑、暂态稳定与阻尼等。STATCOM 对系统可以视为一个可控电流源,对无功电流的控制是最基本的,其他的控制目标均通过无功电流控制间接达到。

3.1.5.2 无功电流的检测

STATCOM 能起到良好补偿效果的首要条件是根据装置具体功能的需要,准确、实时地检测计算出所需无功发生量,并由此得到无功指令信号,产生相应的脉冲信号去控制主电路的开关器件。对无功的检测方法包括时域法和频域法两种;也分为无功电流检测法和无功功率检测法。目前应用较多的是瞬时无功理论(简称 pq 或 $\alpha\beta$ 变换)和旋转坐标(也称 dq 变换)无功电流提取法。

瞬时无功理论是将三相瞬时电流分解成有功和无功电流的 pq 分解法,因为它能快速地从系统电流中检测出无功电流,因而被广泛应用。设 abc 三相系统的电压分别为 u_a, u_b, u_c , 电流分别为 i_a, i_b, i_c , 对其经 $\alpha\beta$ 正交变换成两相,得

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11.2-8)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (11.2-9)$$

其中, $C_{\alpha\beta}$ 是 PARK 变换矩阵。瞬时无功理论证明:三相系统的瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_v \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (11.2-10)$$

因而其 $\alpha\beta$ 系的电流为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_v^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = C_v^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + C_v^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (11.2-11)$$

式(11.2-11)等号右边第一项表示有功电流分量,第二项表示无功电流分量,即实现了无功(或有功)电流的提取。值得注意的是,在电压或/和电流存在谐波畸变的条件下,式(11.2-11)可作进一步的分解,即基波有功、基波无功、谐波有功、谐波无功成分。再利用 $\alpha\beta$ 向 abc 坐标系的逆变换($C_{\alpha\beta}^{-1}$)便可得到三相坐标系下的无功电流。

采用 pq 变换分解无功电流方法中,由于其系统电压参与运算,当电压存在畸变时会带来误差。为了避免电压畸变带来的检测影响,可以在 $\alpha\beta$ 变换之后再进行一次与系统电压同步的旋转变换,即

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C C_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (11.2-12)$$

$$\text{其中 } C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix}$$

基于 dq 变换的无功电流提取原理框图如图 11.2-20 所示。

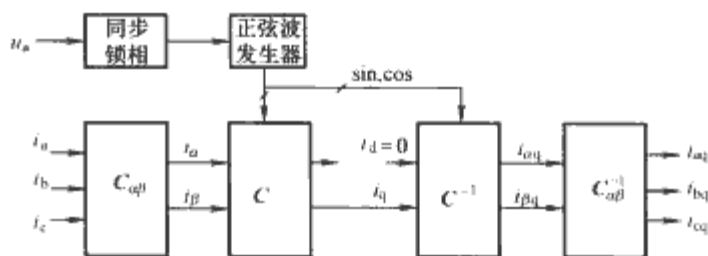


图 11.2-20 基于 dq 变换的无功电流提取原理框图

由于电压不参与无功电流计算,因而不受电压波形畸变的影响。同时,和 $\alpha\beta$ 变换一样,在存在谐波畸变,且需要分离基波和谐波的有功与无功或它们的组合时,可以作进一步的提取。对应于在图 11.2-20 中,对 i_d, i_q 进行低通、高通滤波器或置零处理即可。不仅如此, dq 变换通过适当改进,还可以实现对正序、负序分量的提取。

3.1.5.3 装置层控制

STATCOM 装置层的控制主要是对变流器的控制。控制方法很多,主要包括变流器线性与非线性闭环控制等,也包括针对电压与电流型变流器、两电平和多电平结构不同特点的具体控制实现。变流器需要输出一定的被控量,如电压、电流、功率、相位等。其控制系统可分为开环和闭环控制两类。其中,开环控制是输出跟踪给定量的简单控制,一般存在静态误差。闭环控制一般通过对被控量检测、反馈用以纠正偏差。如电压闭环、电流闭环、多环控制等。在 FACTS 用变流器中较为常用的闭环控制方法主要有滞环电流控制、线性 PI 控制和旋转坐标控制等。

(1) 滞环电流闭环控制。滞环电流控制的主要目的是迫使输出电流跟踪一个给定的参考值。只要实际电流 i_a 达到给定的参考值 $i_{ar} \pm \Delta i/2$ 的界限,则电力电子开关 S1、S4 的状态就要发生变化。图 11.2-21 所示是一相(a相)的滞环电流控制器。滞环控制一般由一个运算放大器即可实现,是一种非常简单的控制器。

电流控制的精度与滞环宽度有关,同时还与开关频率相关。环宽过宽时,开关动作频率低,跟踪误差增大;环宽过窄时,跟踪误差减小,但开关动作频率过高。滞环电流控制的主要不足是开关频率变化,输出电压和电流所含谐波分量不固定,不利于滤波器的设计。

(2) 线性比例积分(PI)闭环控制。比例(P)和比例

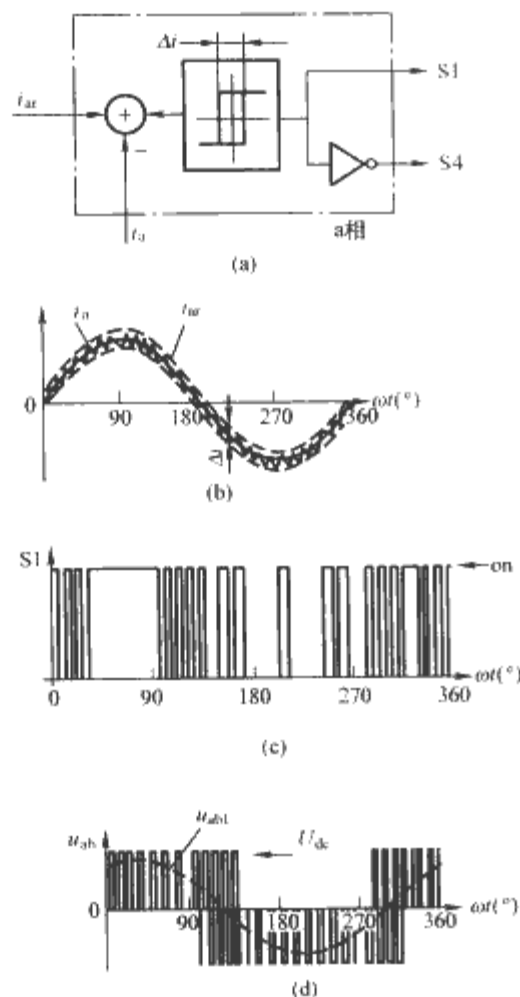


图 11.2-21 采用滞环电流控制技术的变流器原理
(a) 三相 VSC 滞环电流控制原理 (a 相);
(b) 输出电流、参考电流及滞环; (c) 开关 S1 状态;
(d) 输出线电压及其基波成分

积分 (PI) 调节器也可应用于 VSC 闭环控制中。如图 11.2-22 (a) 所示, 参考电流与输出电流比较的偏差经由 PI (有时仅为比例 P 调节) 产生调制信号, 再去和三角载波比较产生 PWM 开关脉冲, 原理类似于 SPWM 过程。

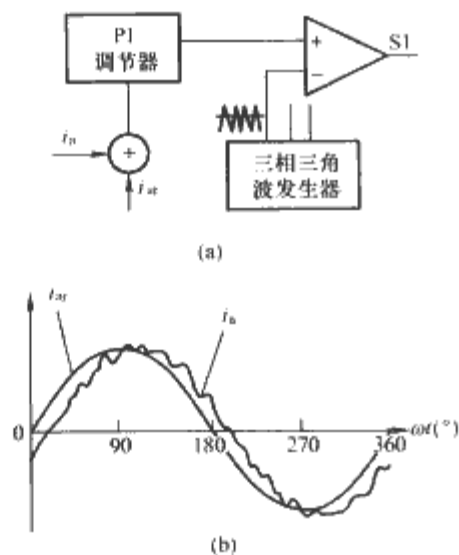


图 11.2-22 线性 PI 电流闭环控制原理
(a) 三角载波 PI 调节控制原理;
(b) PI 控制参考与输出交流量误差

PI 的比例和时间参数决定 VSC 跟踪性能, 控制较为直观简单。其开关频率等于三角载波频率, 属于定频率控制方式。由图 11.2-22 (b) 可以看出, 这种控制的交流输出与其参考值之间存在误差。这是由于线性控制器和交流控制量持续变化的特性所固有的, 虽然可以通过提高控制器的比例增益减小, 但不可能完全消除, 而且过大的增益会带来系统噪声增大或不稳定的问题。在多环控制中, 如果 PI 调节的交流量是内环, 且外环为直流反馈环时, 这种误差可以得到外环的修正。否则, 要使交流被控量静态误差为零, 旋转坐标变换后再采用线性调节是一个有效方法。

(3) 旋转坐标变换线性闭环控制。dq0 旋转坐标变换可以将三相交流电量变成直流来处理。静止坐标系 abc 的正弦基波电流变换成 dq0 坐标系下的直流电流。对三相对称正弦电流的变换过程为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11.2-13)$$

其中
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \sin(\omega t - \varphi) \\ I \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi) \\ I \sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi) \end{bmatrix}$$

则
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \cos \varphi \\ -I \sin \varphi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11.2-14)$$

式中: I 和 φ 分别为电流幅度和初相角; i_d 、 i_q 分别为与电网电压同相和正交的有功和无功电流分量, 可见变换后的有功和无功电流均为直流量。因此, 可以用线性控制器实现零静态误差。

采用 dq 变换和线性 PI 的 STATCOM 直接电流闭环控制如图 11.2-23 所示。图中, 由于三相电流对称, i_0 始终为零, 因此零分量控制器可以省略。控制器中的积分器使得即使实际电流等于参考值时, 也能产生一定的直流输出 m_d 、 m_q , 以保持零误差稳态下的调制波稳定。

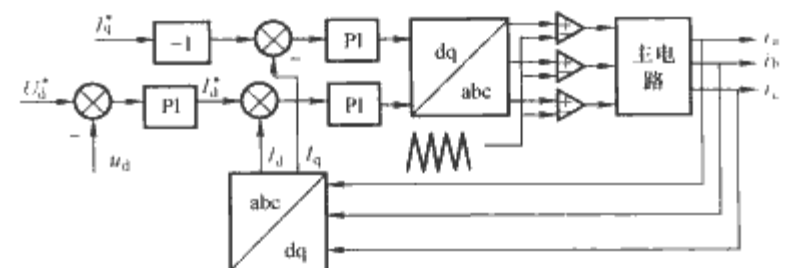


图 11.2-23 采用 dq 变换和线性 PI 的 STATCOM 直接电流闭环控制

3.1.5.4 开关脉冲控制

(1) 三相半桥 VSC 二电平开关脉冲产生。对于图 11.2-16 (a) 基本半桥变流器, 表 11.2-6 定义了其 8 个有效开关状态。同一个桥臂上的一对开关为互补控制, 以避免电压型变流器 (VSC) 直流电源短路。8 个状态中, 0 和 7 产生零空间矢量电压 (零交流线电压), 其他 6 个状态产生不同的非零输出电压。

表 11.2-6 三相电压源变流器 (VSC) 的开关状态

状态号	A 桥臂	B 桥臂	C 桥臂	交流输出相电压			基础电压矢量
	Q1/Q4	Q3/Q6	Q5/Q2	U_a	U_b	U_c	$U = 2 (U_a + e^{j2\pi/3} U_b + e^{j4\pi/3} U_c) / 3$
0 (000)	关/开	关/开	关/开	0	0	0	0
1 (001)	关/开	关/开	开/关	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$2e^{-j2\pi/3}/3$

续表

状态号	A 桥臂	B 桥臂	C 桥臂	交流输出相电压			基础电压矢量
	Q1/Q4	Q3/Q6	Q5/Q2	U_a	U_b	U_c	$U=2(U_a+e^{j2\pi/3}U_b+e^{-j2\pi/3}U_c)/3$
2 (010)	关/开	开/关	关/开	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$2e^{j2\pi/3}/3$
3 (011)	关/开	开/关	开/关	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	$2e^{j\pi/3}/3$
4 (100)	开/关	关/开	关/开	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2/3$
5 (101)	开/关	关/开	开/关	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$2e^{-j\pi/3}/3$
6 (110)	开/关	开/关	关/开	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$2e^{j\pi/3}/3$
7 (111)	开/关	开/关	开/关	0	0	0	0

变流器的开关序列产生方法,主要有方波控制方式[图 11.2-16 (b)]、正弦脉宽调制 (SPWM)、空间矢量脉冲宽度调制 (SVPWM) 和滞环控制等方式。其中,滞环控制一般属于闭环控制。

1) 正弦脉宽调制 (SPWM) 及其方波运行。三相 VSC 采用 SPWM 调制的 A、B 相上桥臂开关序列及输出线电压如图 11.2-24 (a) ~ (d) 所示。利用载波与被调制信号比较可得三相 VSC 各开关的控制信号,其产生框图如图 11.2-24 (e) 所示,当调制信号大于载波信号时,相应上臂开关开通/下臂截止,反之则反,因而按照调制信号幅度决定开关脉冲宽度有规律地变化。开关按照载波频率动作,从而实现输出电压脉冲按照载波频率重复出现。各桥臂输出点电压幅度在固定的 $\pm U_d/2$ 两个电平之间双极性变动。

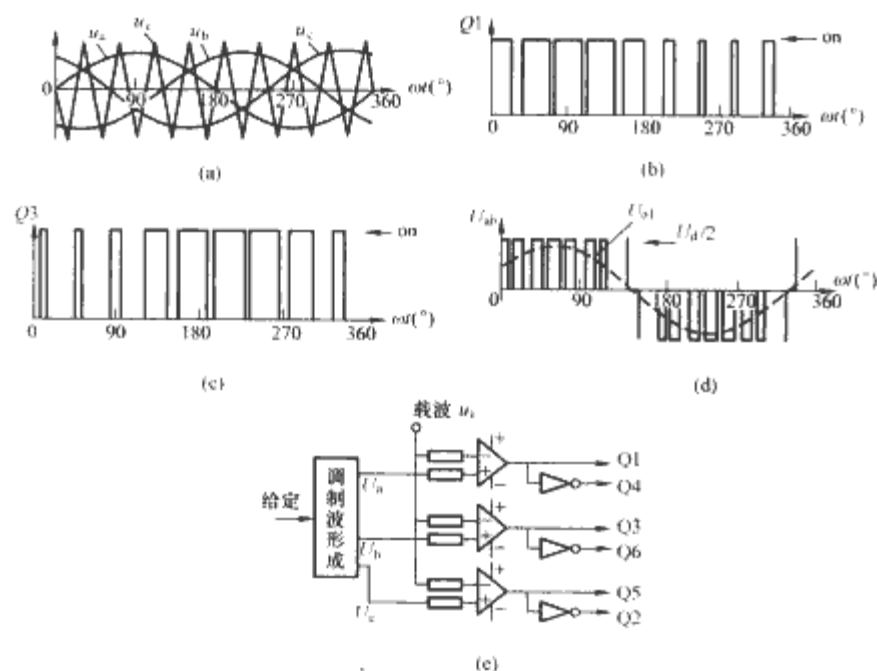


图 11.2-24 三相电压源变流器 SPWM 原理

(a) 载波与调制信号; (b) Q1 开关状态; (c) Q3 开关状态;
(d) 输出线电压; (e) 开关信号产生框图

频率调制比 m_f 定义为载波信号与调制信号频率之比。在高 m_f 条件下,电路特性对 m_f 不敏感,此时可以采用非同步调制。否则,应选择奇数频率调制比较合适。由于三相系统的谐波抵消机制,选择 m_f 为 3 的倍数的奇数将有较好的输出谐波性能。低 m_f 条件下,应尽可能使调制波以相反方向与载波交汇过零。输出线电压中含有谐波成分,其主要分布在 $m_f \pm 2$ 、 $m_f \pm 4$ 、 $2m_f \pm 1$ 、 $2m_f \pm 5$ 等非 3 倍数的正数频率点上。

幅度调制比 m_a 又叫载波比,定义为调制信号与载波信号幅度之比。理论上,载波比在 $0 \leq m_a \leq 1$ 之间时为线性调节区,即输出相电压与载波信号成线性比例关系,其幅值可表示为

$$U_{phm} = m_a U_d / 2 \quad (11.2-15)$$

值得注意的是:三相半桥 VSC 中,输出相电压互差 120° ,线电压与之相差 30° ,各相同样互差 120° ,此时,线电压基波最大值为

$$U_{LLm} = \sqrt{3} U_{phm} = \sqrt{3} m_a U_d / 2 \quad (11.2-16)$$

可见,即使幅度调制比 m_a 为最大值 1,线电压幅值仅为直流电源电压的 86.6%,此比例称为三相半桥 SPWM 变流器直流电压利用率。

此外,当 $m_a > 1$ 时,即调制信号大于载波信号,即进入过调制。此时,开关将会在连续载波周期内持续导通,而不再与载波频率同步,输出电压失去线性控制,与调制信号成非线性关系。过调制区内,线电压幅值范围为

$$\sqrt{3} U_d / 2 \leq U_{LLm} \leq \frac{4}{\pi} \sqrt{3} U_d / 2 \quad (11.2-17)$$

m_a 的进一步增大,将导致开关管的 180° 导通,相间互差 120° ,即方波运行模式。此时,电路已失去 PWM 的特点,输出线电压基波幅值为式 (11.2-17) 右式所示;输出谐波次数为 $6k \pm 2$ ($k=1, 2, 3 \dots$),并且谐波幅值与其次数成反比,即

$$U_{hm} = \frac{1}{h} \frac{4}{\pi} \sqrt{3} U_d / 2 \quad (11.2-18)$$

对 PWM 输出电压谐波及其直流电压利用率,有许多优化技术,如倍频 PWM、选择性消谐 PWM、调制波叠加零序分量 PWM 技术等。

2) 空间矢量调制 SVPWM 技术。与其他 PWM 方式不同, SVPWM 的理论基础是矢量等效原理。在它的具体实现过程中,无须生成调制波。按照空间矢量理论,三相对称系统中电压 \dot{U}_a 、 \dot{U}_b 、 \dot{U}_c 所对应的电压空间矢量 \dot{U} 可表示为

$$\dot{U} = 2(\dot{U}_a + e^{j2\pi/3}\dot{U}_b + e^{-j2\pi/3}\dot{U}_c) / 3 \quad (11.2-19)$$

按照表 11.2-6 给出的 VSC 可以提供的 8 个基础电压矢量,其中 6 个非零基础矢量组成 6 个扇形区域,如图 11.2-25 所示。为了使输出电压矢量跟踪参考矢量 $\dot{U}_{ref} = A e^{j\omega t}$,可以根据矢量合成的平行四边形法则和 PWM 的等面积原则,合成扇区内任意角度有限模长的空间矢量。也就是

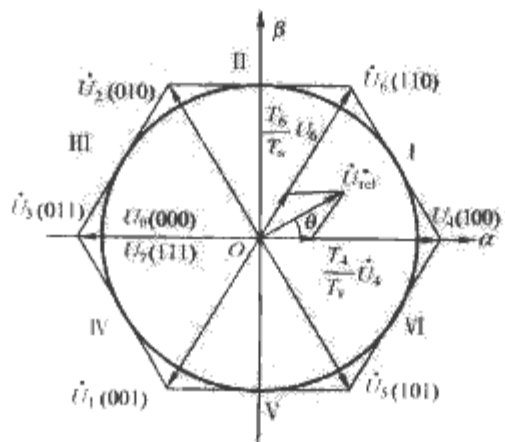


图 11.2-25 空间矢量表示及线性合成

说,按照一定的次序和作用时间发出上述8个矢量,就可以合成所期望的输出电压矢量 \dot{U}_0 。如果匀速发出在一个圆周内均匀分布的等效合成矢量,也就得到了三相正弦量,从而输出所期望的三相电压 \dot{U}_a 、 \dot{U}_b 和 \dot{U}_c 。一个周期里发出的合成矢量越多,说明采样频率越高。利用这8个矢量可以合成的矢量的最大模长决定了所允许的最大模长,即输出相电压的最大幅值。

以第一扇区为例,按等效矢量伏秒平衡原则,利用最近的两个相邻有效矢量合成,即

$$T_1 \dot{U}_1 + T_6 \dot{U}_6 = T_s \dot{U}_0 \quad (11.2-20)$$

式中: T_s 为开关周期, T_1 、 T_6 分别为一个开关周期中基本矢量电压 \dot{U}_1 、 \dot{U}_6 的作用时间,这里 $\dot{U}_1 = 2\dot{U}_d/3$, $\dot{U}_6 = 2\dot{U}_d e^{j\pi/3}/3$ 。

依平行四边形法,有

$$\left. \begin{aligned} T_1 (2U_d/3) \cos 0^\circ + T_6 (2U_d/3) \cos 60^\circ &= T_s U_0 \cos \theta \\ T_6 (2U_d/3) \sin 60^\circ &= T_s U_0 \sin \theta \\ T_1 + T_6 &\leq T_s \end{aligned} \right\} \quad (11.2-21)$$

这里 $0 \leq \theta \leq \pi/3$,可以求解 T_1 、 T_6 ,得

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \sqrt{3} U_0 T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) / U_d \\ T_6 &= \sqrt{3} U_0 T_s \sin \theta / U_d \end{aligned} \right\} \quad (11.2-22)$$

开关周期的其余时间由零矢量 \dot{U}_0 、 \dot{U}_7 来补充,其他扇形区间也有类似结果。这表明:在 $0 \leq \theta \leq \pi/3$ 的区间内,幅值不超过一定值的输出电压均可以由相邻的两个基础矢量电压作用时间唯一确定。输出相电压和线电压的最大幅值分别为

$$U_{um} \leq \frac{U_d}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \theta)} \leq \frac{U_d}{\sqrt{3}}, U_{lm} \leq U_d \quad (11.2-23)$$

即采用SVPWM的直流电压利用率可接近于1。合理选择插入的零矢量(\dot{U}_0 、 \dot{U}_7 或它们的组合),可以利用来进一步有效减小开关频率和减小输出波形中的谐波含量。扇形作用时间 T_s 越小,输出电压越能精细逼近参考电压,等效开关频率越高。

此外,调制波注入零序谐波和马鞍形PWM其本质上就是SVPWM。

(2) 多电平变流器开关脉冲产生。多电平变换因为开关数量大,开关逻辑组合丰富,因而其控制方法也灵活多样,主要种类有多电平逆变器阶梯波调制法、多电平逆变器开关点预制PWM法、多电平逆变器基于载波的PWM技术和多电平空间矢量PWM法(SVPWM)。

1) 多电平逆变器阶梯波调制法。典型的阶梯波调制参考电压和输出电压波形如图11.2-26(a)所示,输出电压电平台阶的产生,实际上是对作为模拟信号的参考电压的一个量化逼近过程。这种调制方法对功率器件的开关频率没有很高的要求,可以用低开关频率的大功率器件,如GTO实现,控制上硬件实现方便。该方法的缺点是,由于开关频率较低,输出波形谐波含量较大。

2) 多电平逆变器开关点预制PWM法。在多电平逆变器的控制中,开关点时刻信息先离线计算后存于存储器中,实时读出进行输出控制。这种方法受到计算时间和存储容量的限制。

3) 多电平逆变器基于载波的PWM技术。多电平逆变器基于载波的PWM技术,来源于两电平SPWM技术,不

同的是多电平逆变器的载波和调制波不止一个,每一个载波和调制波又有多个控制自由度,例如,载波至少有频率、相位、幅值和偏移量等多个控制自由度,调制波也至少有频率、幅值、零序分量和形状等多个控制自由度。这些控制自由度的不同组合,将产生大量的PWM控制方法。一种最常见的多电平PWM调制方法是两电平SPWM方法在多电平变流器控制中的直接拓展,其载波通常为三角波,调制波为正弦波。根据载波和调制波的数量和位置的不同,该方法可分为多载波的多电平PWM法和多调制波的多电平PWM法两大类。对于前者,每相使用一个正弦调制波与几个三角波进行比较,如图11.2-26(b)所示为一个五电平的变流器,每相采用4个同频、同峰值、同相而不同直流偏置的三角波与一个正弦波相比较,按照SPWM方法的原则开通或关断相应的器件,调制波的位置决定输出电压幅度(如调制波幅度高于所有载波则输出最高电平,调制波幅度位于中间两个载波之间时输出电压也为5个电平中间的一个——第3个电平),实现多电平SPWM波的输出。而多调制波的多电平PWM法则采用一个三角载波和多个正弦调制波。

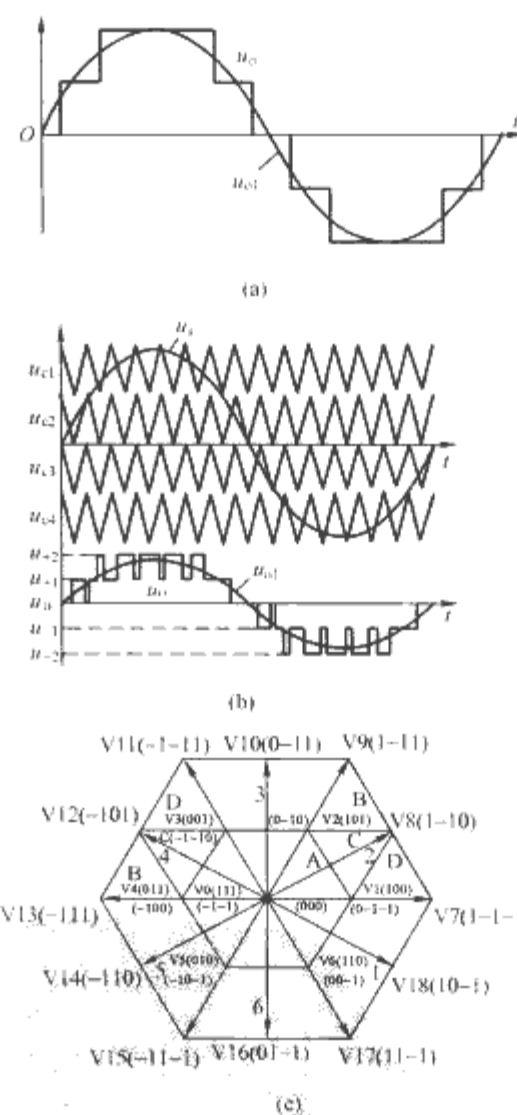


图 11.2-26 常见的多电平逆变器控制方法

(a) 阶梯波调制的五电平逆变输出波形示意;
(b) 五电平多载波 PWM 调制原理;(c) 三电平 SVPWM 控制矢量图

4) 多电平空间矢量 PWM 法(SVPWM)。多电平 SVPWM 方法与两电平矢量控制方法都是根据矢量空间旋转的原理推广所得到的。以三相三电平电路为例,它的每一相可输出正(P)、零(O)、负(N)3种状态,如果将三相的三种状态进行组合,则三相三电平逆变器可能输出27种状态,比两电平的8种丰富得多。SVPWM通常可用六角形空间矢量图表示,见图11.2-26(c)。图中带箭头且长度不同

的空间电压矢量，同时表示了它的模长和空间位置。箭头处括号中的 3 个数字表示了该矢量所对应的逆变器的开关状态。三电平变流器输出 27 种不同空间电压矢量，其中 24 种为非零矢量（有 6 种空间位置重合），3 种零矢量。24 种非零矢量将圆周分为 12 个 30° 区域（两电平是 6 个 60° 区域）；直流侧电压为 U_d ，空间电压矢量的模有 $U_d/2$ 、 $\sqrt{3}U_d/2$ 和 U_d 三种情况。多电平逆变器空间电压矢量法的控制思想是对某一个空间电压矢量，用该区域相应的电压矢量适时切换、合成所得。与两电平比较，多电平的电压矢量更“密集”，模大小可选择的种类更多，合成时“过渡”更自然，所合成磁链更接近圆磁场，因而控制更精确，输出电压谐波更小。

3.1.6 STATCOM 工程应用概况

鉴于 STATCOM 对维持节点电压和抑制闪变、阻尼振荡及提高系统暂态稳定性等方面的重要作用，世界上许多国家都在积极发展 STATCOM 设备的制造或应用研究。

据不完全统计，1980~2004 年底，全世界已投入工业运行的大容量（10Mvar 及以上）STATCOM 工程超过 20 个，总可控容量超过 3000Mvar。它们有的安装在输电系统，用于潮流控制、无功补偿和提高系统稳定性等，属于 STATCOM 范畴；有的安装在配电和用电网络，用于改善电能质量和提高供电可靠性，属于 D-STATCOM。著名的工程有：第一个采用 GTO 的 STATCOM 工程，由西屋公司、EPRI 于 1986 年共同开发成功，容量电压等级为 $\pm 1\text{Mvar}/13.2\text{kV}$ ，采用 2 重化变压器耦合；目前容量最大的 STATCOM 工程，1997 年西屋公司和 EPRI 在美国 Kentucky 东部 Incz 变电站作为 UPFC 并串联两个部分可重构为 ± 320 （ $\pm 160 \times 2$ ）Mvar 的 STATCOM，采用 $4.5\text{kV}/4\text{kA}$ GTO 和 3 电平 8 重化变压器耦合，电压等级 138kV，直流电压 24kV，提高传输能力和提供电压支持；此外，还有 Marcy 变电站安装的 CSC 工程的一部分（2001），采用 $4.5\text{kV}/4\text{kA}$ GTO 和多重化变压器耦合，容量 $\pm 100 \times 2\text{Mvar}$ ，电压等级 345kV，具有电压、无功等多种控制模式；在配电领域，西门子公司在美国得克萨斯州 SMI 钢铁公司安装的用于无功补偿和抑制电压闪变的 DSTATCOM 装置，其容量 $\pm 80\text{Mvar}$ ，电压等级 138kV。

在国内，我国 1999 年自主研发的 $\pm 20\text{Mvar}$ STATCOM 在河南省朝阳变电站调试成功。该工程交流电压 10kV，采用 $4.5\text{kV}/4\text{kA}$ GTO 功率器件、两电平三单相桥四重化和变压器耦合结构，具有无功和电压调节、阻尼功率振荡、提高输送容量的功能。继此之后，国家电网公司在上海市电力公司立项建设“上海电网黄渡分区 $\pm 50\text{MVA}$ STATCOM 示范工程”，于 2006 年 2 月成功并网。项目由清华大学和许继电气有限公司设计和制造，它以三相大功率电压逆变器为核心，通过连接电抗器接入系统，与系统电压保持同频同相。主要作用为：① 在系统故障时迅速提供动态电压支撑，减少释放负荷数量；② 动态地提供电压支撑，防止发生暂态电压崩溃；③ 结合电容器综合投切控制，保证 35kV 母线电压的稳定。

上海 STATCOM 示范工程为他励启动，采用水冷系统；主电路为链式串联结构，1 个链节冗余；功率器件为集成门极换向晶闸管（IGCT），它与可关断晶闸管（GTO）相比具

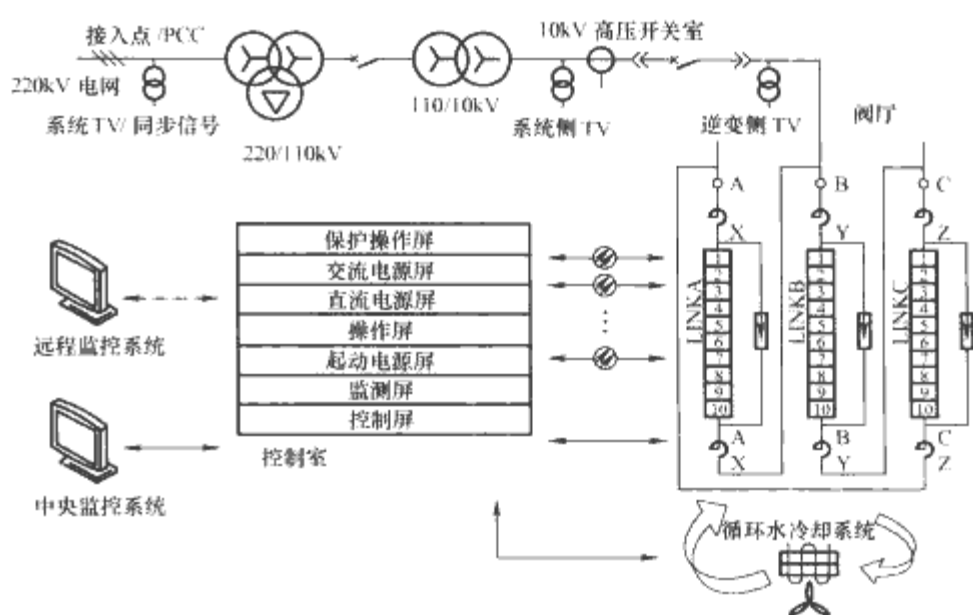


图 11.2-27 上海 $\pm 50\text{Mvar}$ 链式 STATCOM 工程构成框图

有门极驱动可靠、关断特性好、通态及开关损耗小、外围电路简单等优点。STATCOM 关键器件为进口，设计、开发、调试则完全由国内自主进行。

3.1.6.1 系统构成

上海西郊变电站 STATCOM 工程构成如图 11.2-27 所示，由 3 个单相变流器和 6 台连接电抗器以三角形接法构成。每相变流器由 10 个逆变链节串联，其中 1 个为冗余运行单元，分别 LINKA、LINKB、LINKC。室外设备有 110kV 静止发电机变压器、连接电抗器、水冷系统散热装置；室内设备有链式逆变阀、控制/监控/电源柜、10kV 开关柜、水处理和控制装置。整套装置的平面布置紧凑，室内总占地面积为 $19\text{m} \times 18\text{m}$ 。

系统主要参数为：额定电压（变流器输出线电压）10kV，额定电流 1670A，额定容量 $\pm 50\text{Mvar}$ ，无功输出 $-50 \sim +50\text{Mvar}$ 连续变化，响应时间小于 40ms，电压不对称度小于 2%，冗余链节 1 个，120% 过载 30s，110% 过载 60s，效率大于或等于 98.7%，输出电压总谐波畸变率小于 5%（并网前）/小于 3%（并网后），输出电流总谐波畸变率小于 3%，装置年可用率大于 92%，环境温度 $-10^\circ\text{C} \sim 45^\circ\text{C}$ 。

3.1.6.2 IGCT 变流器阀

图 11.2-28 为基于 IGCT 的链式单元变流器主电路图，开关器件采用 IGCT-5SHY35L4510，反并联二极管采用 5SDF16L4503，直流电容为 $8000\mu\text{F}$ ， L_A 、 V_{DA} 、 R_A 和 C_{CL} 构成阳极箝位电路。S 和 R 构成直流电容放电电路。每相 IGCT 阀由 10 个链节串连而成，其中 1 个为冗余运行链节，当发生链节故障时冗余链节自动投入。每相连接电抗为 2.88mH ，分成两个 1.44mH 电抗布置。每相 IGCT 阀两端连接一台氧化锌避雷器，用于对 IGCT 阀进行瞬态过电压保护。IGCT 变换阀的主要参数见表 11.2-7。散热采用封闭式循环纯水冷却系统。冷却方式为纯水冷却；循环流量为 45t/h ；冷却发热量为 310kW ；水电阻率不小于 $5\text{M}\Omega \cdot \text{cm}$ 。

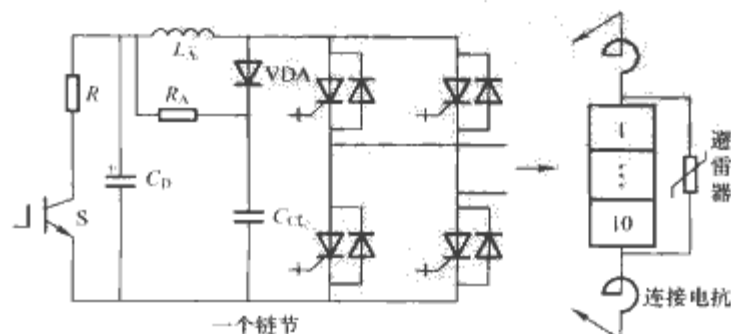


图 11.2-28 基于 IGCT 的链式单元变流器主电路

(不带温度补偿);工作介质为 60% 高纯水加 40% 乙二醇,凝结温度为-15℃。

表 11.2-7 IGCT 变换阀的主要参数

参 数	参 数 值	说 明
额定阀电压	10kV	有效值
最大阀电压	13.6kV	有效值,额定容性工况时
阀过电压保护	22kV	峰值,封锁全部阀驱动脉冲
阀避雷器保护	17kV	有效值,雷电冲击残压 32kV
链节过电压保护	2.8kV	封锁全部阀驱动脉冲,过电压电容放电
每相链节数	10	1 个冗余
IGCT 容量	4500V/4000A	5SHY351A510
每相连接电抗器	2.88mH	1.44mH×2
直流电容器	2700V/8000μF	5 个 2700V/1600μF 并联
开关频率	50Hz (或 150Hz)	—
额定阀输出电流	1670A	—
阀输出限流值	2004A	允许 120%过载
阀过电流保护值	3100A	瞬时值动作
阀总损耗	126kW (164kW)	开关频率 50Hz (150Hz)

3.1.6.3 控制与保护检测单元

控制系统单元由控制器、脉冲发生器、脉冲分配器和链式监控器四部分组成。

(1) 控制器,主要完成装置的动态无功控制算法、PWM 脉冲角度数据的控制、系统状态过程的逻辑控制等功能。完成 STATCOM 输出无功功率和逆变器直流电压的控制,其输出为 STATCOM 输出电压与系统电压相位差 δ 及逆变器输出电压脉冲宽度 θ 。主要输入量有三相 220kV 母线电压、三相 35kV 母线电压、三相 10kV 母线电压、STATCOM 输出三相电流、三相链式 STATCOM 直流电压。控制器输出 4 路模拟量,分别为输出三相瞬时无功功率、220kV 母线电压有效值、35kV 母线电压有效值、一路备用。

(2) 脉冲发生器,产生相位和脉宽分别随 δ 和 θ 变化的多路驱动脉冲,基于 FPGA 硬件实现,又分同步处理单元、脉冲发生模块、脉冲轮换模块等。

(3) 脉冲分配器,脉冲发生器输出的开关脉冲经分配器与保护器的处理后送入各功率开关器件。

(4) 链式监控器,其监测与故障诊断单元采用基于光纤控制器局域网(CAN)总线的分层分布式监测系统,分为调度层、站控层、间隔层和设备层。有利于装置的维护、监测与故障诊断。

示范工程采用了基于阶梯波的谐波优化 PWM 控制方法。每个单相桥都工作在基频开关频率下,通过控制各单相桥的导通角来控制变流器输出的基波电压,同时消除或优化输出电压的低次谐波。这一过程可将其表示为一数学上的最优化问题,并对该优化问题进行求解,得到各个单元变换桥的优化开关角度。基频优化 PWM 时各单相桥的电压波形如图 11.2-29 所示。

每个变流器都工作在基波频率,且正负半周的波形分别以 90°和 270°对称。各单相桥输出电压的脉宽各不相同,经它们叠加后得到最后的输出电压。这样每相电压就有 21 个电平,整个波形就十分接近于正弦波了。在调制系数较高时,总谐波畸变率 THD 可以达到较为理想的范围(<5%)。

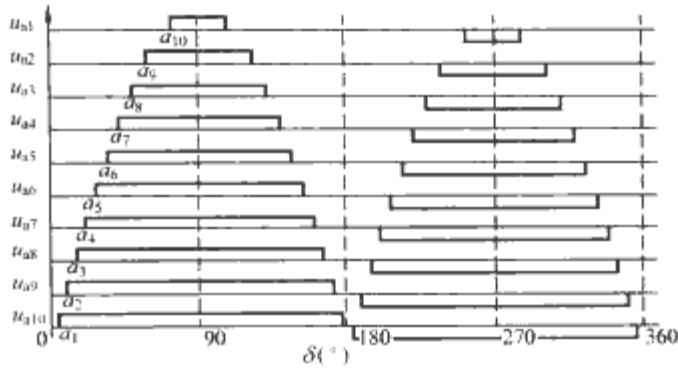


图 11.2-29 基频优化 PWM 时各单相桥的电压波形

虽然基频优化 PWM 方法可以在开关损耗和输出谐波方面得到较好的折中,但存在链节的方波宽度不同,基波电压和交换的功率也不相同的问题。这将导致各链节的直流电容电压的不平衡。IGCT 器件具有运行于较高开关频率的可能,如可采用 150Hz 谐波优化 PWM 的方案。这个方案中,输出电压每半个周期含有 3 个方波。链阀输出电压波形仍然是 21 电平,谐波性能较好。而且每个链节输出的基波电压也得到了控制,所有的链节基波电压被控制为完全相同。各链节与系统之间交换的功率也完全相同,十分有利于直流电容电压的平衡。为了进一步消除链节之间交换能量的微小差异,确保电压平衡,每个周期内还将各链节之间的脉冲信号进行循环换位。

3.1.6.4 ±50Mvar 示范工程总结

示范工程主要技术特点如下:

- (1) 为了兼顾装置效率和输出电流谐波双重目标,逆变器采用基频(50 Hz)的优化谐波 PWM 控制,也即特定谐波消除(SHE) PWM 控制。
- (2) 采用普通变压器接入系统,避免了多重化变压器,减小了占地面积,降低了装置成本。
- (3) 在系统受到扰动时,可以分相进行控制,以便更好地提供电压支撑作用。
- (4) 采用模块化结构,便于扩展装置容量。
- (5) 采用冗余功率模块,提高装置可靠性。
- (6) 避免了多重化逆变变压器励磁回路中剩磁和饱和非线性导致的装置过电压和过电流。

运行表明,STATCOM 输出电压不对称度小于 2%,能够输出的额定电流为 1670A;由于系统接入点的连接感抗较大,实际输出无功为(-36~+50) Mvar。STATCOM 具备快速的电压动态支撑能力,动态响应时间小于 40ms。上海西郊变电站 STATCOM 示范工程的建成投运,表明我国在 FACTS 领域取得了进步,标志着我国已具备生产高电压大容量成套静止无功补偿装置的能力。

3.2 静态串联同步补偿器 SSSC

多年来,以 TCSC、SVC 和 STATCOM 等为代表的 FACTS 技术已在我国应用,但基于可关断电力电子器件的串联型补偿装置我国研究较少,存在许多空白。静态同步串联补偿器(Static Synchronous Series Compensator, SSSC)是基于变流器型的串联补偿装置,通过在线路中串联注入电压来控制线路两端的功角差和电压降落,起到调节线路输送功率,提高系统稳定性、阻尼功率振荡及抑制次同步谐振等作用。SSSC 具有如下特性:

- (1) 在输电线路内,通过产生与线路电流正交的可控电压,实现无功功率的发出或吸收。
- (2) 补偿电压与线路电流大小无关。稳态交换的无功电

流相当于串联的电容或电抗器，但本质上，SSSC 是变流器实现的受控电压源，运行于容性区不会与系统电抗发生谐振。

(3) 对次同步谐振 (SSR) 及其他振荡现象具有的较强的抑制能力。

(4) 接入储能或发电设备后，可以产生与线路电流非正交的补偿电压，实现有功调节，并维持 X/R 的高比值，该比值与线路串补度无关。

(5) 动态响应速度快。

SSSC 可看成是并联 STATCOM 的串联应用，同样以同步电压源变流器为组成核心，采用类似的电力电子器件、电路和装置层次的结构和控制。但在系统连接方式、运行原理上则有所不同。

3.2.1 SSSC 运行原理

变换型 SSSC 主要由电压型变流器、耦合变压器、直流储能电容器及控制系统组成，其系统接入方式如图 11.2-30 所示。其中，耦合变压器实现装置在输电线路中的串入，在一定设计条件下可以取消。一般调节为无功功率的 SSSC，在忽略装置和线路损耗的条件下能够维持电容器电压稳定。储能器或发电环节仅在需要较大的有功调节时才有必要，且一般与直流环节相并联。

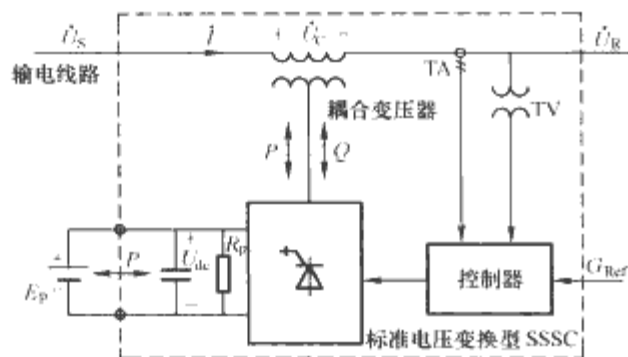


图 11.2-30 变换型 SSSC 系统接入方式示意图

SSSC 在系统插入一个滞后于线路电流 $I-90^\circ$ 的补偿电压 U_c ，其作用是抵消输电线路电感上的超前于电流 90° 的电压，相当于减少了线路电长度。此时，补偿传输线所传输的功率为

$$P = \frac{U_s U_R}{X} \sin \delta + \frac{U_s U_c}{X} \cos \frac{\delta}{2} \quad (11.2-24)$$

式中： U_s 和 U_R 为送端和受端电压，其相角差为 δ ； X 为线路电抗； U_c 是 SSSC 产生的串联补偿电压。式 (11.2-24) 的第二项表明，线路传输功率因 U_c 的串入而得到了改变。

同样，通过触发控制 SSSC 变流器可以产生一个超前于线路电流 90° 的电压，增加线路感抗。这一特性可以用来阻尼系统功率谐振。如果变流器容量允许，还可以用来限制短路电流。

与 STATCOM 中的变流器一样，SSSC 实际运行需要消耗一定的有功功率，因此实际运行的 SSSC 输出电压与线路电流会偏离正交相角位较小角度。在带储能或发电单元的应用中，变流器输出电压与线路电流可实现四象限运行，实现对系统有功、无功的调节。带储能环节的 SSSC 功率交换模式如见 11.2-31；对于没有储能环节的系统，SSSC 实际上只能在 1 和 4 象限且紧靠纵轴的很小区间内运行。

由于 SSSC 的输出电压不受线路电流的影响，即在最大或很小线路电流时仍可以保持额定容性或感性输出电压，其伏安特性是仅装置受额定容量限制的连续区域，如图 11.2-32 所示，这与 STATCOM 等变换型 FACTS 控制器类似，

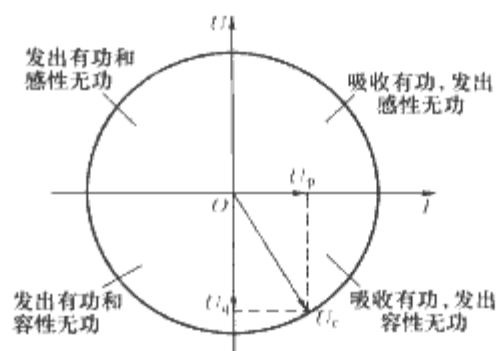


图 11.2-31 带储能环节的 SSSC 功率交换模式
而与 TCSC 等无源元件相控或投切型 FACTS 控制器不同。

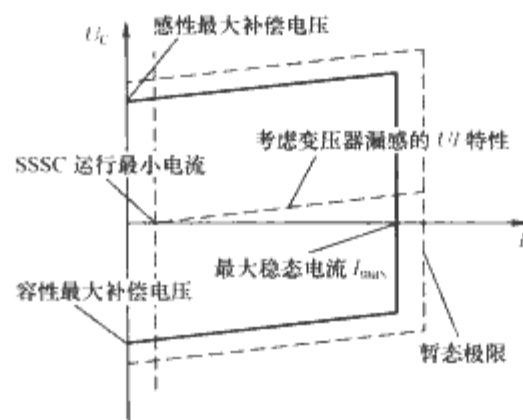


图 11.2-32 考虑耦合变压器漏感的 SSSC 伏安特性

在图 11.2-30 的基础上，再考虑交流系统线路电感 L_s 和电阻 R_s ，则其交流直流方程为

$$u_s - u_R + u_c = R_s i + L_s \frac{di}{dt} \quad (11.2-25)$$

其交流侧和直流侧方程分别为

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} I + \frac{1}{L_s} [\dot{U}_s - \dot{U}_R + \dot{U}_c] \\ \frac{dU_{dc}}{dt} &= -\frac{1}{C} \left(I_{dc} + \frac{U_{dc}}{R_p} \right) \end{aligned} \right\} \quad (11.2-26)$$

经坐标旋转 dq0 [式 (11.2-5)] 变换，并略去 0 轴分量的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{m \cos \varphi}{L_s} \\ \omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{m \sin \varphi}{L_s} \\ -\frac{3m \cos \varphi}{2C} & -\frac{3m \sin \varphi}{2C} & -\frac{1}{R_p C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_{sd} - u_{Rd} \\ u_{sq} - u_{Rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11.2-27)$$

其中 $[u_{sd} \quad u_{sq}]^T = C_{dq0} U_s$ ； $[i_d \quad i_q]^T = C_{dq0} I$ 式中： ω 是系统频率； φ 是 SSSC 输出电压超前系统电压的相角； m 是和变流器输出电压与直流电压之比相关的系数，和电路结构以及开关序列有关。可见，线路电流有功和无功以及直流电容电压可以利用变流器输出电压相角和调制系数来控制。

SSSC 串入有功电压 U_p 和无功电压 U_R 分别为

$$\left. \begin{aligned} U_p &= U_{cd} \cos \theta + U_{cq} \sin \theta \\ U_R &= U_{cd} \sin \theta - U_{cq} \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (11.2-28)$$

正的无功电压 U_R 表明 SSSC 稳态下提供容性无功，而正的有功电压 U_p 意味着 SSSC 相当于一个阻尼电阻。

3.2.2 SSSC 主电路结构

SSSC 在所用 VSC 全控器件、电路结构及其装置和电路级的控制上，与 STATCOM 用 VSC 相类似。为了实现串联

补偿,一般采用耦合变压器,如图 11.2-30。由于变压器的隔离存在,因而主回路除三相半桥结构外,还可以采用三个单相 H 桥,如图 11.2-33 所示,从而实现补偿容量的扩充和分相补偿能力。分相补偿结构的 SSSC 具有不对称补偿功能。

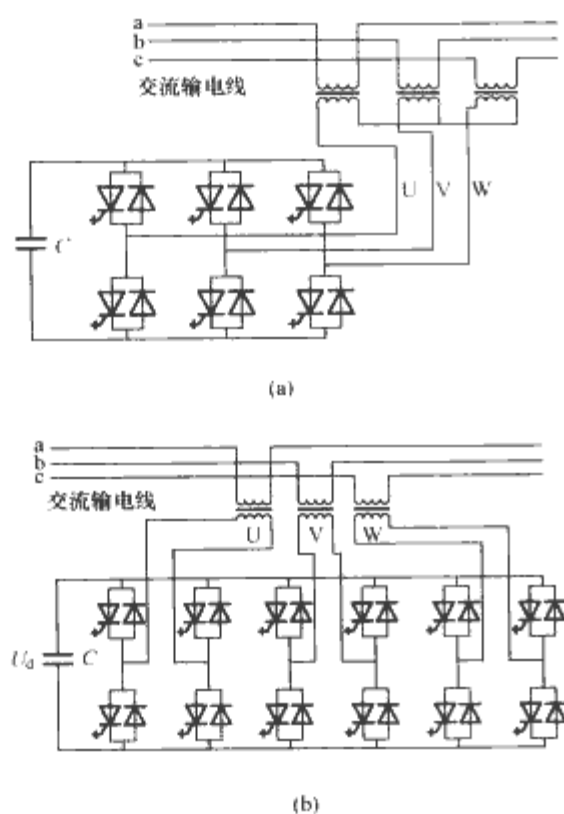


图 11.2-33 三相 SSSC 结构示意图

(a) 三相半桥; (b) 具有不对称补偿的三单相 H 桥

SSSC 常用电力电子开关器件主要有 IGCT、GTO 和高压 IGBT 等。因目前器件电压、电流容量等的限制,在实际应用中主电路通常采用多电平、多重化、链式结构等来实现。相应地,在 STATCOM 装置中用于消除谐波的多电平结构、多重化结构及链式结构都可以在 SSSC 装置主电路中应用。其中链式多电平结构对 SSSC 装置还具有可能取消耦合变压器的作用,如图 11.2-34 所示。其中 L_f 和 C_f 构成开关纹波滤波器,在级联数较高的条件下,输出电压纹波很小,可以省去纹波滤波器。

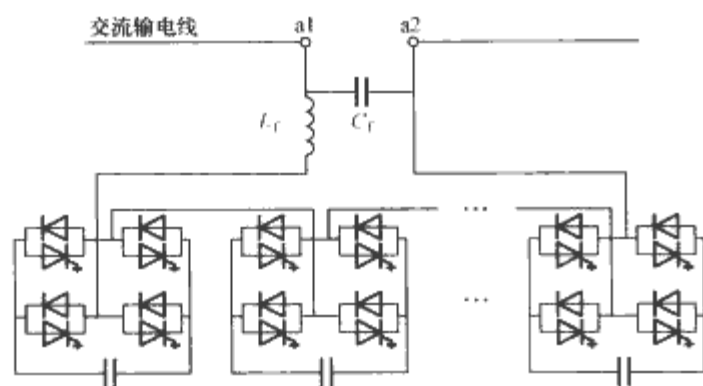


图 11.2-34 不带耦合变压器的直接链节式 SSSC (单相) 主电路示意图

3.2.3 SSSC 的控制方式

基本 SSSC 装置对输电系统进行控制的原理是向线路注入一个与线路电流相差 90° 的可控电压,从而实现对系统潮流控制、阻尼功率振荡、缓解 SSR 等目的。基本控制参数包括串联补偿电压、线路串联电抗、线路电流和线路功率等。其中,电压控制是最基本的。

与 STATCOM 类似,SSSC 系统控制也分系统、装置和线路三个层次,各层次控制的内容和方法也十分类似。图

11.2-35 为 SSSC 典型控制原理图,图中所需 SSSC 装置输出的电压由系统层次给出,作为参考电压和 SSSC 装置输出的实际电压与参考电压比较,其误差经放大环节(图中为比例积分 PI 环节)得到控制角 α 和输出电压幅度参数。锁相环 PLL 得到 SSSC 线路电流的相角基准,该相角基准经移相 90° 后送往脉冲形成环节。

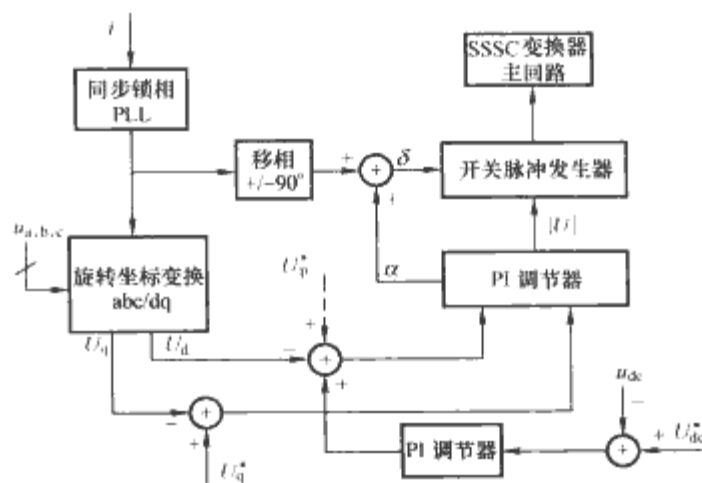


图 11.2-35 SSSC 典型控制原理

直流侧电容电压,理论上可以不加控制随运行状态的不同而变化,而不影响 SSSC 功能的应用。然而,过大波动的直流电压,会影响电力电子器件容量的利用率,甚至会损坏器件。因而,一般实际需要对直流电压加以控制。这可通过在电压环外附加一个慢环来调整 SSSC 输出的有功功率(即 SSSC 输出的有功电压分量)而获得。不仅如此,通过将一个直流电压误差适当地加到无功分量上,也能起到稳定直流电压的作用,但这会使得 SSSC 输出电压和直流电压互有耦合。

图 11.2-35 中就采用通过控制无功电压分量控制其输出电压,从而通过控制其有功分量控制其直流侧电容电压的方法。这可以使 SSSC 装置输出电压与直流侧电容电压的控制实现静态解耦,从而适当提高控制的响应速度并缩短过渡过程的时间。

此外,在带储能或发电环节的 SSSC 应用中,系统有功功率的调节指令 U_p^* 可以通过图 11.2-35 所示虚线加入。由于直流电压有独立的误差放大器,因而有功调节性能可以得到相对独立的优化。

3.2.4 SSSC 应用与前景

虽然目前世界上还没有单独的 SSSC 装置,但 1998 年在美国电力公司的 Inez 变电站投运的 UPFC(统一潮流控制器)装置,及 2002 年在 NYPA 的 Marcy 变电站投入运行的 CSC(可变静态补偿器)都集成了几种 FACTS 装置的功能,其体现对潮流和稳定控制的关键组成部分就是 SSSC。韩国电力科学研究院(KEPRI)2003 年在 154kV 系统完成了 80MVA UPFC 示范工程。通过该项目的应用、安装和运行,KEPRI 计划提出应用于 345kV 系统所需的设备规格和运行策略。国外含有 SSSC 功能的 FACTS 工程概况见表 11.2-8。

在我国,现有的研究主要集中在模型建立、控制机理的初步探讨,对于 SSSC 在系统中表现的具体稳态特性、如何实现含 SSSC 大系统潮流计算、阻尼低频振荡及抑制 SSR 的机理、装置和器件级分析建模及电磁暂态过程等还需要深入研究和长期积累。研究方向将重点包括系统与电路结构、稳态特性与数学建模、复合运行模式以及对线路潮流的控制等。此外,也需开展 SSSC 对阻尼功率振荡、抑制 SSR、基于器件级仿真模型的电磁暂态等。

表 11.2-8 国外含 SSSC 装置的 FACTS 工程概况

项目名称	系统电压 (kV)	额定串联注入电压	线路额定电流 (A)	额定容量 (MVA)	逆变器结构	直流电压 (kV)	系统集成	主要作用
美国 Inez UPFC 工程	138	0.16 p. u.	4000	$2 \times \pm 160$	3 电平 48 脉冲 4500V/4000A GTO	1.2	AEP, EPRI, 西屋 1998 年投运	提高输送容量和额定极限
美国 Marcy CSC 工程	345	0.1 p. u.		$2 \times \pm 100$	3 电平 8 脉冲 4500V/4000A GTO	6.5	NYPA, EPRI, Siemens 2002 年投运	提高输送容量和稳定极限
韩国 Kangjin UPFC 工程	154		1500	$2 \times \pm 40$	3 电平 24 脉冲 4500V/4000A GTO	4.8	Hyosung, Siemens, EPRI 2003 年投运	减小网损, 增加输送功率, 减小电压降

我国关于 SSSC 工程应用研究更少。据报道, 少数几个单位正在参与 500 kvar/10kV 工业样机的研制, 还属于探索性的实践。但 SSSC 作为变换型 FACTS 控制器的一个重要内容, 其在我国电力行业的应用潜力是十分巨大的。加快推进 SSSC 在我国的实践应用, 以取得 SSSC 工程带来直接经验和效益是十分必要的。

4 统一潮流控制器 UPFC

统一潮流控制器 (Unified Power Flow Controller, UPFC) 是柔性交流输电系统 (FACTS) 中最具代表性、控制方式和功能最多样化的装置, 被称为第三代 FACTS 控制器。它具有串联补偿 (电压、阻抗、移相)、并联补偿 (无功和电压控制) 等功能, 以及由这些基本功能组合起来形成的优化传输功率及系统潮流分布, 实现有功和无功功率的快速调节功能, 还具有阻尼系统振荡、提高系统暂态稳定性等能力。UPFC 可以看成是 STATCOM 和 SSSC 的组合, 通过它们互联的直流环节协调控制, 使其具有更强大的功能。几类主要 FACTS 装置及其控制参数如图 11.2-36 所示。

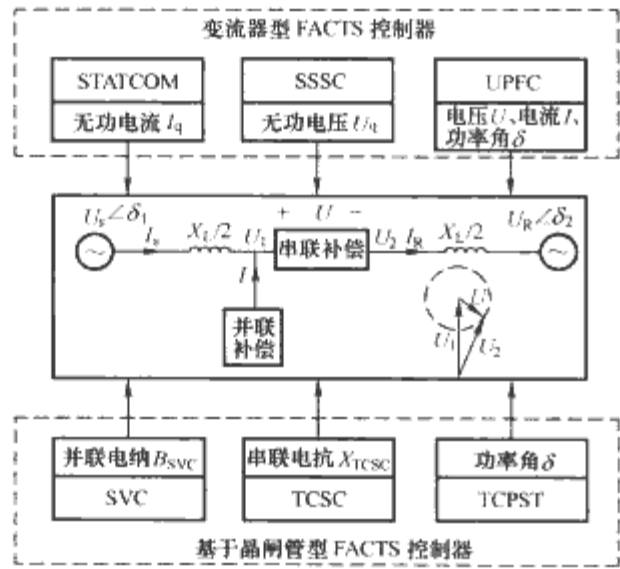


图 11.2-36 几类主要 FACTS 控制器及其基本控制参数

由图 11.2-36 可见, UPFC 具有串联电压幅度、串联电压相角、并联电流三个基本参数作为控制的自由度, 是所有 FACTS 控制器中最多的。一般地, UPFC 包含了其他各种主要 FACTS 控制器的功能。

4.1 UPFC 运行原理

一个原理性的 UPFC 如图 11.2-37 所示, 主要由并联变流器、串联变流器、直流母线电容、串并联变压器等构成。其中串并联变流器是 UPFC 实现潮流控制的主要执行部分。

两个变流器共用直流母线连接成背靠背的形式。这种电路拓扑构成了一种 AC-AC 功率变流器, 能实现与系统的有功和无功功率双向流动。UPFC 的一种典型控制是: 串联控制器根据系统需求产生幅度和角度可变的串联电压 U_{12} , 进而实现线路电压、潮流、阻抗和相角等的调节。与 SSSC 不同的是, 其产生的串联补偿电压理论上可以是任意角度, 其中与线路电流同相分量则产生了与系统有功功率的交换。这个交换的有功功率需要并联变流器的平衡, 从而保持直流电压恒定。

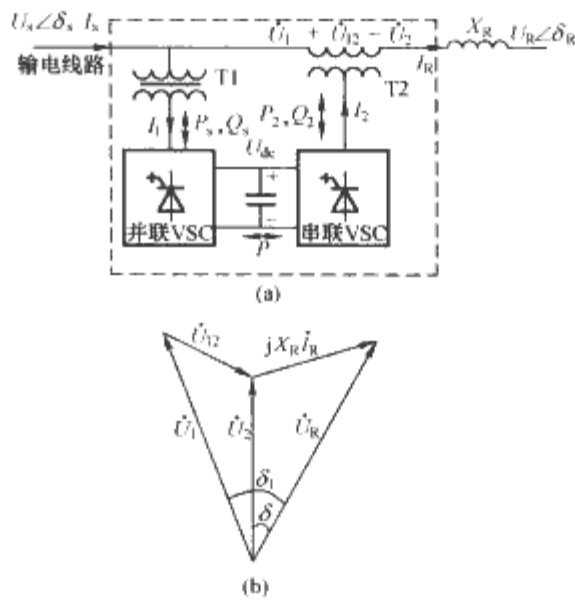


图 11.2-37 UPFC 结构原理图与相量图
(a) 结构原理图; (b) 相量图

根据上述原理所作的相量图如图 11.2-37 (b) 所示。因此, 系统的传输功率改变为

$$\left. \begin{aligned} P_R &= \frac{U_2 U_R}{X_R} \sin \delta \\ Q_R &= \frac{U_2}{X_R} (U_2 - U_R \cos \delta) \end{aligned} \right\} \quad (11.2-29)$$

式中: U_2 和 U_R 为 UPFC 接入后电压和电网受端的电压; δ 为它们之间的相位差。

其中, 串联补偿的控制可分为三种基本模式, 如图 11.2-38 所示, 分别是仅改变串入线路两端电压幅值, 保持相位不变的电压调节模式, 保持两端电压幅度不变, 仅改变它们相位差的相角调节模式和保持补偿电压与线路电流正交的阻抗补偿模式。

除此以外, 并联变流器还能线路提供独立的并联无功补偿, 相当于 STATCOM; 串联变流器也可以独立用于产生与线路电流正交的电压, 相当于 SSSC。

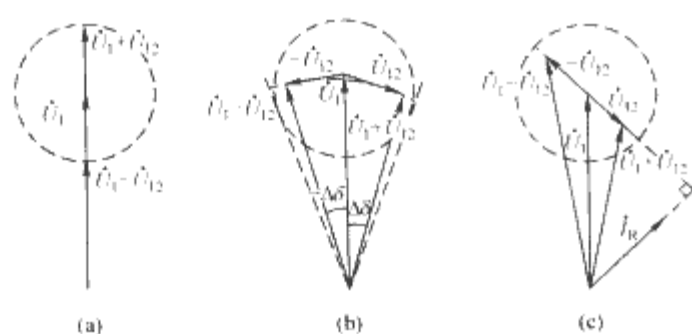


图 11.2-38 UPFC 三种基本串联补偿模式

(a) 电压调节模式; (b) 相角调节模式; (c) 阻抗补偿模式

4.2 UPFC 主电路结构

UPFC 一般由两个电压型变流器组成, 所有构成 STATCOM 和 SSSC 的主电路可通过直流互联和控制的协调应用于 UPFC 中。类型主要包括: 二电平、多电平(包括三电平)三相电压型变换电路、多重化和链式(级联)电路等。

矩阵变流器是一种 AC/AC 直接变流器, 可以用作 UPFC 的一种拓扑结构。研究中主要有两种主电路拓扑, 即采用九开关矩阵变流器的电路和采用电压型矩阵变流器的电路, 如图 11.2-39 所示。

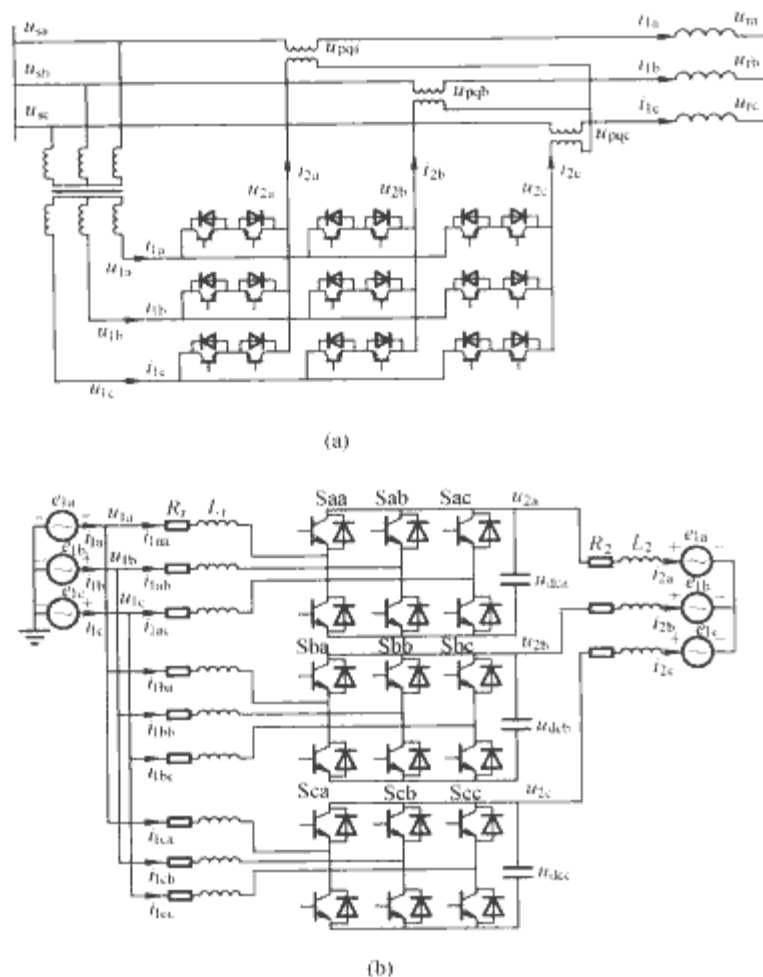


图 11-2.39 采用矩阵交变流器的 UPFC 主电路原理

(a) 基于九开关矩阵变流器的 UPFC 主电路原理; (b) 基于电压型矩阵变流器的 UPFC 主电路原理

此外, 还有所谓广义 UPFC (General Unified Power Flow Controller, GUPFC) 是结合了 UPFC 和线间潮流控制器 (Interline Power Flow Controller, IPFC) 各自特点而形成的概念。与 UPFC 不同的是, 其并联和串联变流器分别跨接于两条(及以上的)输电线路, 从而使得 GUPFC 可以控制多条传输线上的有功、无功潮流和并环节点处的电压, 具有比 UPFC 和 IPFC 更为强大的电网调节功能, 能实现更多的控制目标。其结构示意图如图 11.2-40 所示。

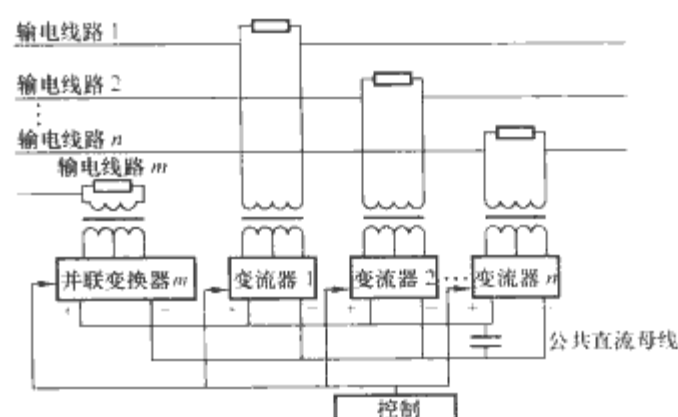


图 11.2-40 用于多条输电线路的 GUPFC 结构示意图

4.3 UPFC 的控制

与 STATCOM、SSSC 等变换型 FACTS 控制器类似, UPFC 的系统控制也分系统、装置和线路三个层次。由于 UPFC 结构上可以看成是前两者的组合, 因而在控制十分类似, 包括系统层的检测、同步、参考指令算法, 装置层次的各种闭环、开环方法, 以及针对不同电路结构的开关调制与脉冲产生等。然而, 由于 UPFC 一般具有三个自由度的控制变量, 因而其装置层次的控制模式很多, 功能也很强大。

4.3.1 并联变流器补偿电流的控制

参照图 11.2-37, UPFC 并联部分的控制目标是使其产生适当的电流 I_1 , 即适当的有功分量和无功分量。其有功分量 i_p 用于维持直流电压 U_{dc} 的稳定和对串联部分有功的支持, 当然还有补偿装置的损耗; 其无功分量 i_R 则用于连接点的电压和无功调节。由于无功补偿与节点电压关联, 因此节点电压控制与无功补偿控制两种方式一般只选择其中一种作为工作方式。较多的是选择由节点电压调节器(或无功补偿调节器)直接产生并联变流器的无功电流分量的参考值, 由直流电压调节器直接产生并联变流器的有功电流分量。由此组成的并联部分的控制原理框图如图 11.2-41 所示。

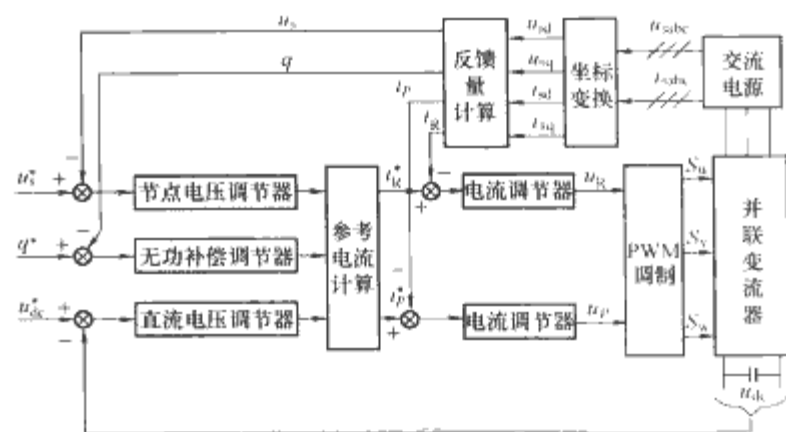


图 11.2-41 UPFC 并联变流器输出电流有功分量和无功分量控制原理框图

4.3.2 串联补偿电压的控制

串联变流器在并联部分的有功支持下, 具有电压幅度和相角两个基本自由度可以利用。UPFC 的主要应用目标包括线路有功功率 p 和无功功率 q 的调节, 串联部分也有三个基本调节模式, 即电压调节 (U 模式)、相位调节 (ϕ 模式) 和线路阻抗调节 (X 模式), 所有这些, 均可以通过电压的有功分量 u_d 和无功分量 u_q 来实现。由此组成的控制原理如图 11.2-42 所示。

其中, 各补偿目标或模式和两个基本自由变量之间的关系, 可以采用类似于 SSSC 和 STATCOM 中采用的交流、直流方程计算得来。

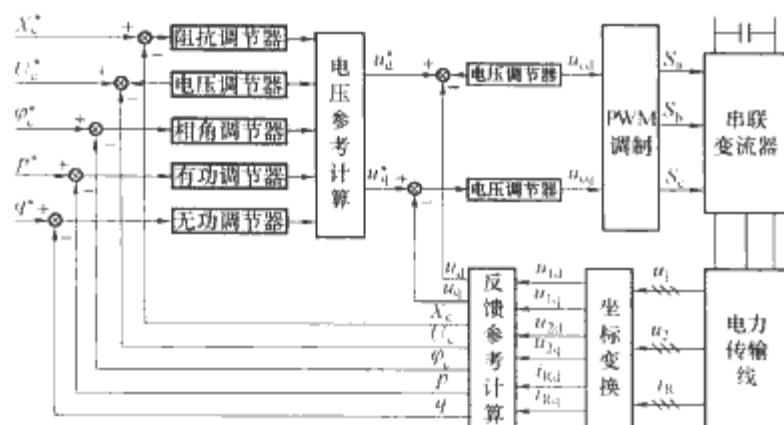


图 11.2-42 UPFC 串联变流器输出电压有功分量和无功分量控制原理

4.4 UPFC 潮流控制与系统阻尼作用

采用适当控制后, UPFC 可以用来控制输电线的潮流、阻尼系统振荡。图 11.2-43 为图 11.2-37 (a) UPFC 装置调节线路潮流的仿真图。其仿真条件为 $U_s = 1 \angle 0^\circ$, $U_R = 1 \angle -20^\circ$, $X_R = 0.035 \text{ p.u.} + j0.35 \text{ p.u.}$ 。无 UPFC 系统受到扰动后的振荡情况和带 UPFC 系统受到扰动后的振荡波形分别如图 11.2-44 (a) 和 (b) 所示。

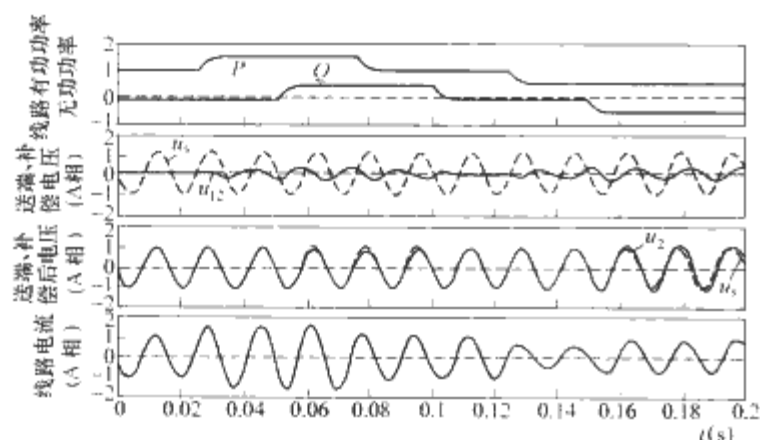


图 11.2-43 UPFC 装置控制线路潮流仿真曲线

由图 11.2-43 可见, UPFC 装置可以灵活、快速地控制线路的潮流大小。图 11.2-44 则说明通过 UPFC 装置控制可以有效地阻尼系统振荡, 从而使系统的动态性能大大提高。

4.5 UPFC 的工程实践

国内对 UPFC 的研究主要集中在理论分析和仿真计算上, 也有不少高校开始了实验装置的研制和初步的实验结果, 在基本原理和建模、拓扑结构、控制策略和运行性能等方面取得了一定经验, 但目前尚未见到电力系统应用研究的报道。

国际上, 最著名的 UPFC 工程在美国 Kentucky 东部的 Inez 变电站 138kV 线路上, 它由美国电力 (AEP)、西屋公司 (WESTING HOUSE) 及美国电力科学研究院 (EPRI) 合作研制并于 1998 年安装运行。它也是到目前为止容量最大的 FACTS 装置, 其串联部分 (即同步静止串联补偿器 SSSC) 和并联部分 (即 STATCOM) 容量各为 $\pm 160 \text{ MVA}$, 合计 $\pm 320 \text{ MVA}$, 其中并联部分 STATCOM 于 1997 年完成, 串联部分 SSSC 于 1998 年投入运行。随后进行了 UPFC 试运行, 多年来运行情况良好。完成了预定功能, 即在增大送往一个农村煤矿地区电力的同时, 还为一个邻近工业城市保证电压支持, 以改进系统的可靠性。

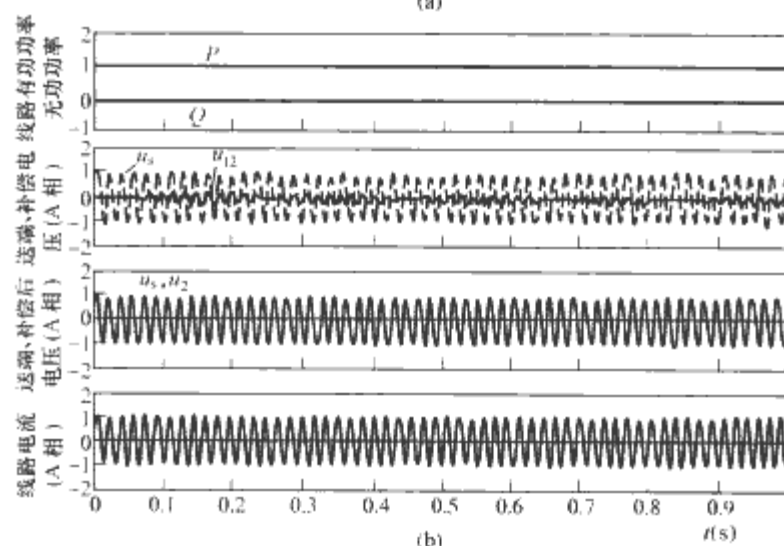
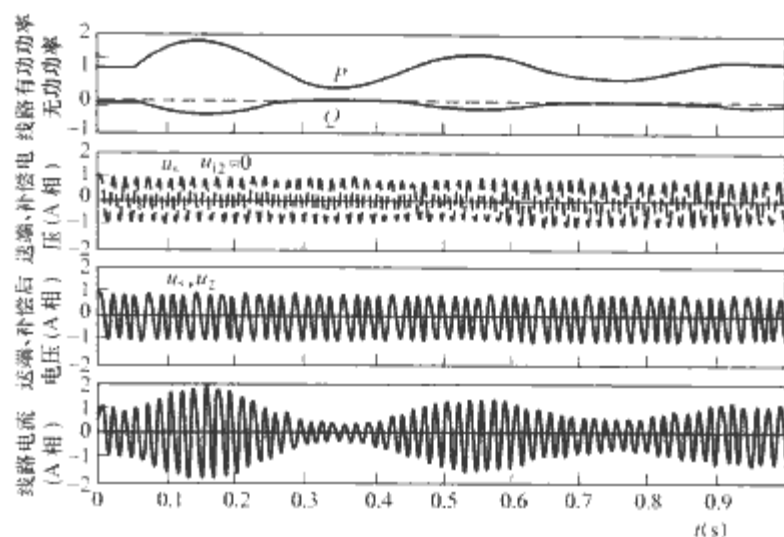


图 11.2-44 系统振荡和 UPFC 的阻尼、稳定作用
(a) 无 UPFC 系统受到扰动后的振荡波形;
(b) 带 UPFC 系统受到扰动后的振荡波形

图 11.2-45 为该 UPFC 装置的单线结构示意图。为了使所安装的 UPFC 装置应用灵活, 采用了两台相同的并联变压器和一台串联变压器, 并安装了几个切换开关。这样装置就有三种运行方式: ①UPFC 运行, 即变流器 I 作为并联装置而变流器 II 作为串联装置, 且其直流侧连接在一起, 其间最大的有功功率交换为 80MW (设计上更大); ②STATCOM 和 SSSC 独立运行, 即变流器 I 可以与两台并联变压器中的任一台连接起来作为 STATCOM 运行, 而变流器 II 作为 SSSC 装置运行; ③STATCOM 双机并联运行, 即变流器 I 和 II 通过两台变压器作 STATCOM 双机并联运行, 此时, 总的无功功率为 $\pm 320 \text{ MVA}$ 。

每个变流器通过耦合变压器接到并联或串联变压器上。

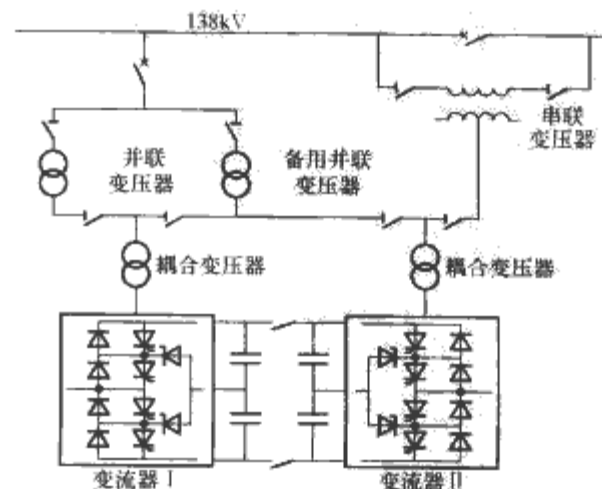


图 11.2-45 Inez 变电站 UPFC 单线结构示意图

装置侧串并联变压器的线电压为 37kV。并联变压器一次侧为 Δ 接法，而串联变压器高压侧三相绕组是分开的，额定电压为相电压的 16%。

变流器主电路由两个相同的基于 GTO 的变流器组成，每个变流器的额定功率为 $\pm 160\text{MVA}$ 。采用了三电平结构，直流侧最大工作电压 24kV，阀体开关频率为 60Hz。采用了

4500V/4000A 的 GTO 器件。每个 GTO 单元由反并联二极管、缓冲电路和散热器构成，8 个（外阀）或 9 个（内阀）GTO 单元构成一个开关阀。这是考虑三电平结构中与交流侧连接的外阀和不相连的内阀耐压差别。每个阀中都有一个冗余的 GTO 单元。变流器输出为三相正弦电压，特性较好。

第 3 章 配电系统中的电力电子技术

1 配电网电能质量

交流配电网是目前电能供给的主要形式。理想的配电网内阻抗为零，以恒定频率（50Hz）、规定的电压水平、无畸变的正弦波形对用户供电；理想的用电负荷则仅向电网吸取相位和波形符合一定要求的正弦电流；在三相系统中，各相的电压和电流还应大小相等、相位互差 120°，呈对称状态。这种理想状态在实际当中并不存在。

配电网电能质量是指供电和用电的品质。但多数国际专业组织（如国际电气电子工程师协会 IEEE、国际电工委员会 IEC）关于电能质量的定义主要在于供电上，且较为抽象。较为具体的电能质量应该是指所有导致供电、用电设备故障或不能正常工作的电压、电流或频率偏差等。显然，电能质量的范畴非常广泛，目前较为常见的内容包括功率因数、电流谐波畸变和电压质量，还包括相间平衡、中线电流、电压畸变和闪变等问题。其常见的形式和危害见表 11.3-1。

表 11.3-1 常见的配电系统电能质量
主要问题、形式及危害

	问题	主要形式或原因	危害后果
电流质量	低功率因数	电流电压相位差（超前或滞后），非线性波形畸变	电能利用率低，增大电网容量，损耗有功
	谐波（高次和间谐波、低频闪变等）	非线性负载，变压器饱和，时变负载	加大损耗，加剧绝缘老化，造成干扰，导致系统电压畸变
	相间不平衡/过大中性线电流	零序电流，共模电流	增加中性线容量和损耗，影响发电机，导致系统电压不平衡
	干扰	开关负载	干扰临近设备，加大损耗
电压质量	幅度指标	过/欠电压，波动/闪变，跌落，中断，冲击，停电	影响用电质量和安全，造成部分产品质量和合格率下降，影响损坏设备，导致电流质量问题
	畸变	高次谐波，直流偏置	
	相间不平衡	电网不平衡，小容量系统的负载不平衡	

电流质量问题一般由于用电负载特性引起，可能对配电

网和相邻负载带来不利影响；电压质量问题则往往是供电系统，如变电设备、线路、相邻较大不良负荷引起，能量相对较大，影响范围也更广。

电能质量问题广泛存在于配电系统和各电力用户。这主要是由于随着工业用电设备、办公设备、家用电器的日益现代化，电能最终使用形式的趋势越来越多样、越来越复杂。一方面，千差万别的负载特性已带来了越来越严重的电能质量问题；另一方面，现代电能的精细利用对电能供给质量的要求越来越高，较为集中的有冶金工矿、油田石化、电解熔炼、供/排/污水处理、电力牵引提升、机场港口公共设施、商业楼宇供电等。

1.1 电能质量标准

为了避免谐波的危害，保持较高的电能质量，我国先后出台了系列标准，如 GB 12325—1990《供电电压允许偏差》、GB 12326—1990《电能质量 电压允许波动和闪变》、GB/T 15543—1995《电能质量 三相电压允许不平衡度》、GB/T 15945—1995《电力系统频率允许偏差》、GB 12326—2000《电压波动和闪变》、GB/T 18481—2001《暂时过电压和瞬态过电压》等。这些标准是我国公用电网正常运行应满足的条件，为电能质量治理工作提供了参考和依据。

谐波是电能质量的一个重要方面。国际上关于谐波较有影响的的标准有国际电气电子工程师协会的 IEEE519—1992 标准，国际电工委员会的 IEC555-2 标准。与国际标准相近地，国内也出台了 GB/T 14549—1993《电能质量 公用电网谐波》等标准。这些标准和规定对电力系统各电压等级电网的电压波形畸变率、各次谐波电压含量及谐波源用户注入电网的谐波电流允许值做了明确的限制，使得接入电网中的电气设备能够免受谐波干扰而正常工作。表 11.3-2 和表 11.3-3 为国家标准对谐波电压和谐波电流限制。

表 11.3-2 国家标准中公用电网谐波电压（相电压）限值

电网电压 (kV)	电压总谐波畸变率 (%)	各次谐波电压含有率 (%)	
		奇 次	偶 次
0.38	5.0	4.0	2.0
6、10	4.0	3.2	1.6
35、66	3.0	2.4	1.2
110	2.0	1.6	0.8

表 11.3-3 国家标准中注入公共连接点的谐波电流允许值

标准电压 (kV)	基准短路容量 (MVA)	谐波次数及谐波电流允许值 (A)											
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
0.38	10	78	62	39	62	26	44	19	21	16	28	13	24
6	100	43	34	21	34	14	24	11	11	8.5	16	7.1	13
10	100	26	20	13	20	8.5	15	6.4	6.8	5.1	9.3	4.3	7.9
35	250	15	12	7.7	12	5.1	8.8	3.8	4.1	3.1	5.6	2.6	4.7
66	500	16	13	8.1	13	5.4	9.3	4.1	4.3	3.3	5.9	2.7	5.0
110	750	12	9.6	6.0	9.6	4.0	6.8	3.0	3.0	2.4	4.3	2.0	3.7

续表

标准电压 (kV)	基准短路容量 (MVA)	谐波次数及谐波电流允许值 (A)											
		14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
0.38	10	11	12	9.7	18	8.6	16	7.8	8.9	7.1	14	6.5	12
6	100	6.1	6.8	5.3	10	4.7	9.0	4.3	4.9	3.9	7.4	3.6	6.8
10	100	3.7	4.1	3.2	6.0	2.8	5.4	2.6	2.9	2.3	4.5	2.1	4.1
35	250	2.2	2.5	1.9	3.6	1.7	3.2	1.5	1.8	1.4	2.7	1.3	2.5
66	500	2.3	2.6	2.0	3.8	1.8	3.4	1.6	1.9	1.5	2.8	1.4	2.6
110	750	1.7	1.9	1.5	2.8	1.3	2.5	1.2	1.4	1.1	2.1	1.0	1.9

公共连接点的全部用户向该点注入的谐波电流分量（均方根值）不应超过表 11.3-3 中规定的允许值。当公共连接点处的最小短路容量不同于基准短路容量时，表 11.3-3 中的谐波电流允许值应经过一定的换算。换算公式为

$$I_h = I_{GB} \frac{S_r}{S_b} \tag{11.3-1}$$

式中： I_h 为公共连接点的各次谐波电流允许限值，A； I_{GB} 为基准短路容量下的公共连接点各次谐波电流允许值，A； S_r 为实际短路容量，MVA； S_b 为基准短路容量，MVA。

公共连接点的允许电流计算公式为

$$I_{h\alpha} = I_h \left(\frac{I_1}{I_t} \right)^\alpha \tag{11.3-2}$$

式中： $I_{h\alpha}$ 为经折算后的各次谐波电流允许值，A； I_1 为各个用电设备的月平均电流（或者设备容量），A（VA）； I_t 为公共连接点的月平均总电流（或者设备容量），A（VA）； α 为相位叠加系数，取值见表 11.3-4。

表 11.3-4 相位叠加系数 α 取值

谐波次数	α
3	1.1
5	1.2
7	1.4
11	1.8
13	1.9
9, >13, 偶次	2.0

为方便阅读，此处介绍几个与谐波畸变相关的定义：

(1) 谐波，是一个周期电气量（电流或电压）的正弦分量，其频率为基波周期的整数倍（参见 IEC 555-2, 1982, IEEE 519, 1981）；是周期量傅里叶（Fourier）级数中大于 1 的 n 次分量（见 IEC 101-04-39）。

(2) 谐波次数 n ，是谐波频率和基波频率之比表示的整数（见 IEC 101-04-40）。

(3) n 次谐波电压 HUR_n （Harmonic Ratio）和 n 次谐波电流 HRI_n 含有率，分别定义为

$$\left. \begin{aligned} HUR_n &= \frac{U_n}{U_1} \times 100\% \\ HRI_n &= \frac{I_n}{I_1} \times 100\% \end{aligned} \right\} \tag{11.3-3}$$

式中： U_n 、 I_n 分别为第 n 次谐波电压和电流有效值； U_1 、 I_1 分别为基波电压和电流有效值。

(4) 谐波电压含有量 U_H 和谐波电流含有量 I_H ，分别定义为

$$\left. \begin{aligned} U_H &= \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} \\ I_H &= \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \end{aligned} \right\} \tag{11.3-4}$$

(5) 谐波电压总畸变率 THD_u （Total Harmonic Distortion）

和谐波电流总畸变率 THD_i 分别定义为

$$\left. \begin{aligned} THD_u &= \frac{U_H}{U_1} \times 100\% \\ THD_i &= \frac{I_H}{I_1} \times 100\% \end{aligned} \right\} \tag{11.3-5}$$

1.2 电力电子功率电路谐波分析

配电网可分为公用配电网和专用配电网两类。公用网主要给居民、商业办公等公共负荷配电，负荷类型数量多，单个或同类负荷容量不大；专用网一般指专门为行业专用设备配备的配电网，一般为单个或一类负荷或某一负荷为主要用电负荷的配电网。由于组成特征、运行规律不同，公用配电网和专用配电网谐波特征一般不尽相同。

配电网谐波电压大多数因谐波电流引起。电流谐波的来源一般有以下三类负荷：

(1) 线性设备的非线性运行，如变压器、电机、镇流器等铁磁设备的暂态运行、近饱和运行、线性不理想运行。这种谐波源在电力电子装置大量应用之前是电力系统主要的谐波源，但现在所占比例并不大。

(2) 时变谐波源，如电弧炉、电弧焊机等这类负荷，其发生谐波特征和大小均会随时间变化，除奇次谐波外，一般还含有偶次谐波、间谐波（非基波整数被频率）和次谐波（频率小于基波频率）。这类负荷一般分析较为复杂，处理技术难度较大，成本也较高。

(3) 电力电子变换装置（非线性）设备，如调速系统、感应加热、电解电镀、轧机、整流电源、UPS、部分无功补偿设备、计算机（开关）电源、电子镇流器等。电力电子变换装置是目前主要的谐波源。

尽管电力电子变换装置产生谐波的影响因素十分复杂和繁多，但还是有一定规律的。电路整流器是最典型的 AC-DC 变换电路，它不仅作为直流电源装置（直接整流器）广泛应用于各种场合，同时也是多数电力电子装置的功率输入级电路，如 AC-DC-AC 电机调速装置、AC-DC-DC 计算机电源等。因而，整流电路的谐波发生模型是最基本的非线性电路。按相数不同，可分为单相、三相和多相（多脉）整流。

1.2.1 单相整流电路

(1) 单相不控桥式整流容性滤波电路，其谐波特性如图 11.3-1 所示。

电容滤波的单相不可控整流电路常用于小功率交流单相输入的场合，如办公设备、家用电气中，电路原理如图 11.3-1 (a) 所示；直流侧电压、交流侧电流波形如图 11.3-1 (b) 所示；交流侧电流频谱如图 11.3-1 (c) 所示。

电容滤波的单相不可控整流电路的交流侧电流谐波有如下规律：

- 1) 交流侧电流只含奇次谐波。
- 2) 随着谐波次数的升高，谐波有所减小。

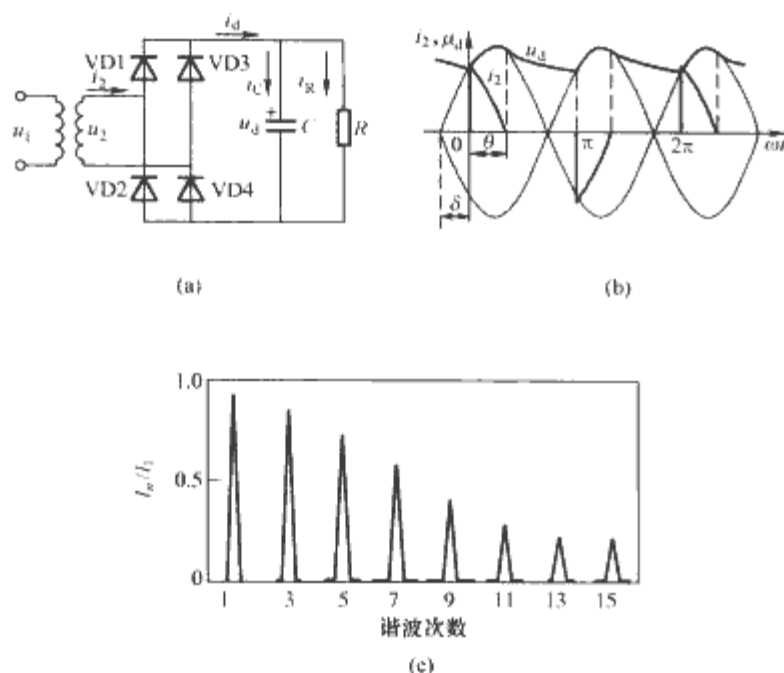


图 11.3-1 单相不控桥式整流容性滤波电路谐波特性
(a) 电路结构; (b) 直流电压和交流侧电流波形;
(c) 交流侧电流频谱 (随 RC 变化)

- 3) 各次谐波含量随滤波负载常数 RC 变化。
- 4) 位移功率因数接近 1。

(2) 单相全控 (不控) 桥式整流感性滤波电路, 其谐波特性如图 11.3-2 所示。

单相可控桥式整流感性滤波电路原理如图 11.3-2 (a) 所示。忽略换相过程和直流侧电流脉动, 并设交流侧电抗为零条件下, 直流侧电压、交流侧电流波形如图 11.3-2 (b)

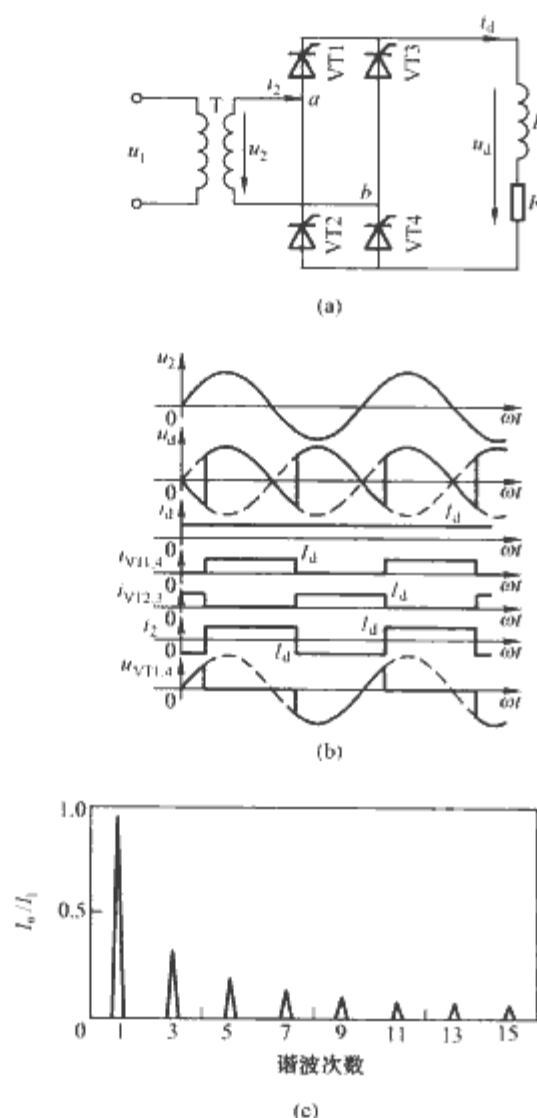


图 11.3-2 单相可控桥式整流感性滤波电路谐波特性
(a) 电路结构; (b) 主要波形; (c) 交流侧电流频谱

所示; 交流电流频谱如图 11.3-2 (c) 所示。此时, 其交流侧电流为

$$i_2 = \frac{4}{\pi} I_d \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \\ = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin n\omega t = \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_n \sin n\omega t \quad (11.3-6)$$

交流侧电流谐波有如下规律:

- 1) 交流侧电流中仅含奇次谐波电流。
- 2) 随着次数的升高, 谐波有所减小, 且幅度与谐波次数的倒数成比例。
- 3) 基波与各次谐波的有效值为

$$I_n = \frac{2\sqrt{2}I_d}{n\pi}, n = 1, 3, 5, \dots$$

- 4) 电流基波与电压的相位差等于触发延时角 α , 因此, 其基波相移功率因数为

$$PF_1 = \cos \alpha \quad (11.3-7)$$

- 5) 在触发延时角 $\alpha=0^\circ$ 时, 电路相当于单相不控桥式整流电感滤波电路。此时, 除基波相移接近于零外, 具有类似的谐波特性。

(3) 单相半控整流电路。为了防止换相失败, 采用了具有续流能力的单相半控整流电路。两种具有续流能力的单相半控整流电路如图 11.3-3 (a) 和 (b) 所示, 它们具有相同的外特性。图 11.3-3 (c) 是其交流侧电流, 显然延时触发角 α 改变了电流脉宽, 因而, 其电流波形、基波因素和谐波含量随之改变。这种改变使得其谐波含量随延时触发角 α 而改变, 如图 11.3-3 (d) 所示。

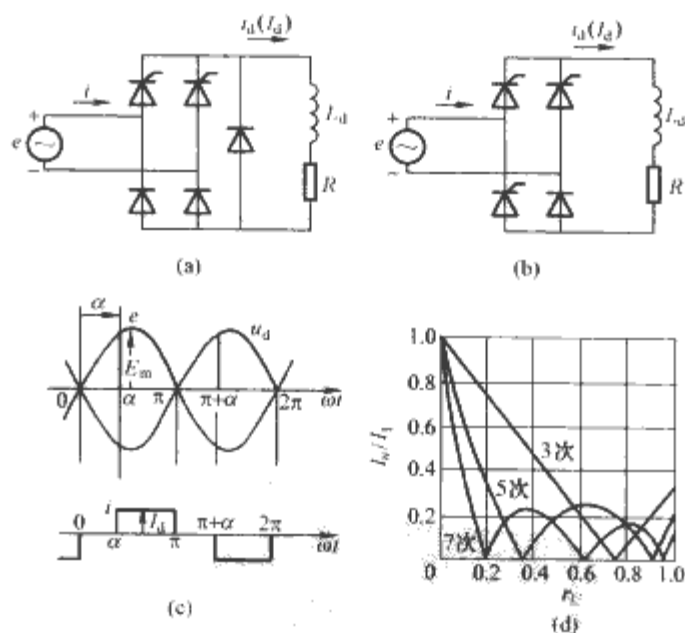


图 11.3-3 单相半控整流电路及其谐波特性
(a) 电路 1; (b) 电路 2;
(c) 电压、电流波形; (d) 交流电流谐波含量曲线

图 11.3-3 中, r_U 是触发延时角为 α 时的输出直流平均电压与 $\alpha=0$ 时的输出直流平均电压比。 U_d 与 r_U 的计算式为

$$U_d = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (11.3-8)$$

$$r_U = (1 + \cos \alpha) / 2 \quad (11.3-9)$$

在单相半控桥式电路, 其交流侧电流仍然是半波对称的, 因此还含有奇次谐波。

1.2.2 三相整流电路

(1) 三相不控桥式整流容性滤波, 其谐波特性如图 11.3-4 所示。

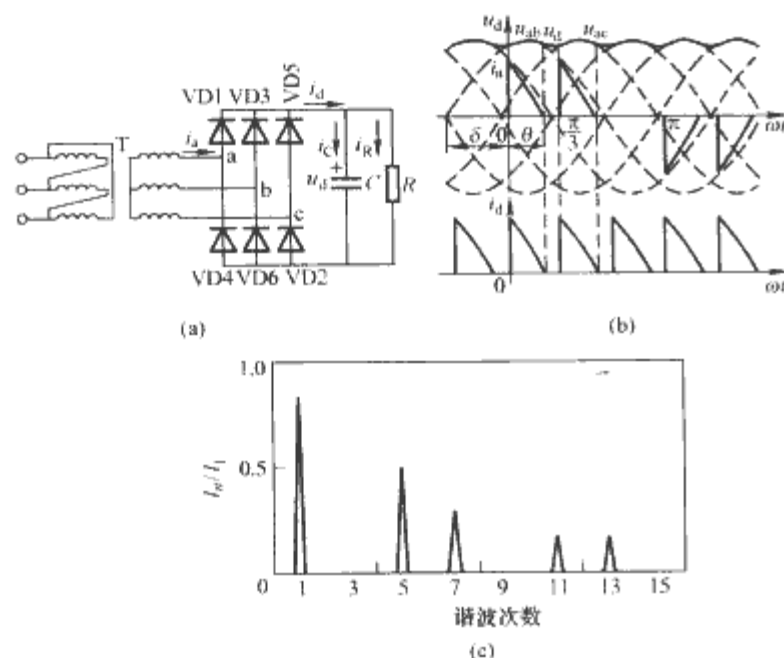


图 11.3-4 三相不控整流容性滤波电路谐波特性

(a) 电路结构; (b) 直流电压和交流侧电流波形;
(c) 交流侧 (A 相) 电流频谱 (随 RC 变化)

电容滤波的三相不控整流电路结构如图 11.3-4 (a) 所示, 直流电压、交流侧电流波形如图 11.3-4 (b) 所示, 交流电流频谱见图 11.3-4 (c)。交流侧谐波组成有如下规律:

- 1) 谐波次数为 $6k \pm 1$ 次, $k=1, 2, 3 \dots$ 。
- 2) 谐波次数越高, 谐波幅值越小。
- 3) 各次谐波含量随滤波负载常数 RC 变化。
- 4) 位移因数通常略滞后, 但比单相更接近 1。

实际应用的电容滤波三相不控整流电路中通常有滤波电感。这时交流电流会有断续、连续的多个不同模式, 交流电流谐波特征较为复杂。

(2) 三相桥式感性滤波全控 (不控) 整流电路, 其谐波特性如图 11.3-5 所示。

变压器二次侧交流电流为

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right] \quad (11.3-10)$$

可见:

- 1) 交流侧电流中仅含 $6k \pm 1$ (k 为正整数) 次谐波。
- 2) 随着次数的升高, 谐波有所减小, 且幅度与谐波次数的倒数成比例。

3) 基波与各次谐波的有效值为

$$I_n = \frac{\sqrt{6} I_d}{n\pi} (n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3 \dots)$$

4) 电流基波与电压的相位差等于触发延时角 α , 因此, 其基波相移功率因数为

$$PF_1 = \cos \alpha \quad (11.3-11)$$

5) 在触发延时角 $\alpha=0^\circ$ 时, 电路相当于单相不控桥式整流感性滤波电路。此时, 除基波相移位接近于零外, 具有类似的谐波特性。

注意: 以上结论是在忽略了换相过程和直流侧电流脉动, 并设交流侧电抗为零条件下得出的。

(3) 三相半控整流电路。具有防止换相失败而带有续流二极管的三相半控整流电路如图 11.3-6 (a) 所示。由于延

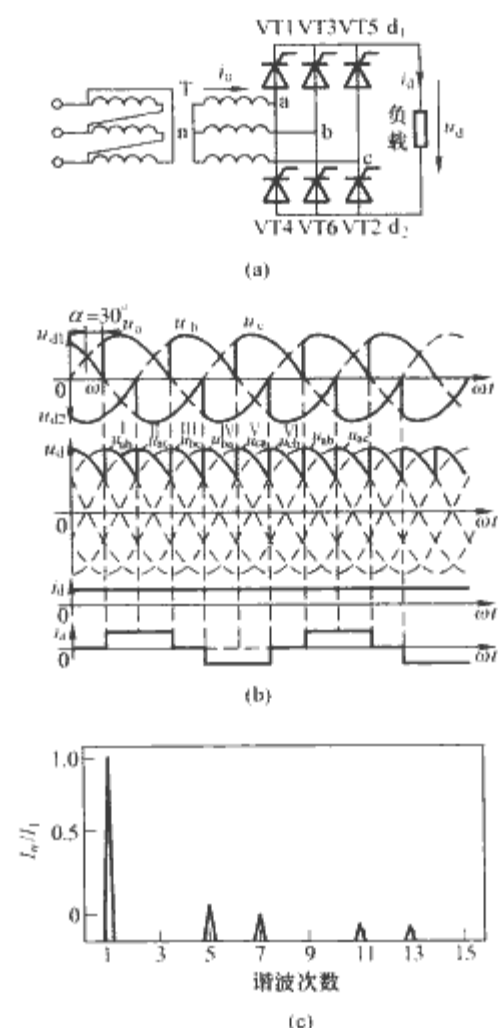


图 11.3-5 三相全控整流感性滤波电路谐波特性

(a) 电路结构; (b) 直流电压和交流侧电流波形;
(c) 交流侧 (A 相) 电流频谱

时触发角 α 不同, 引起交流侧电流脉宽变化, 因而其电流波形、基波因素和谐波含量随之改变, 如图 11.3-6 (b) 和 (c) 所示。

图 11.3-6 中, r_U 是触发延时角为 α 时的输出直流平均

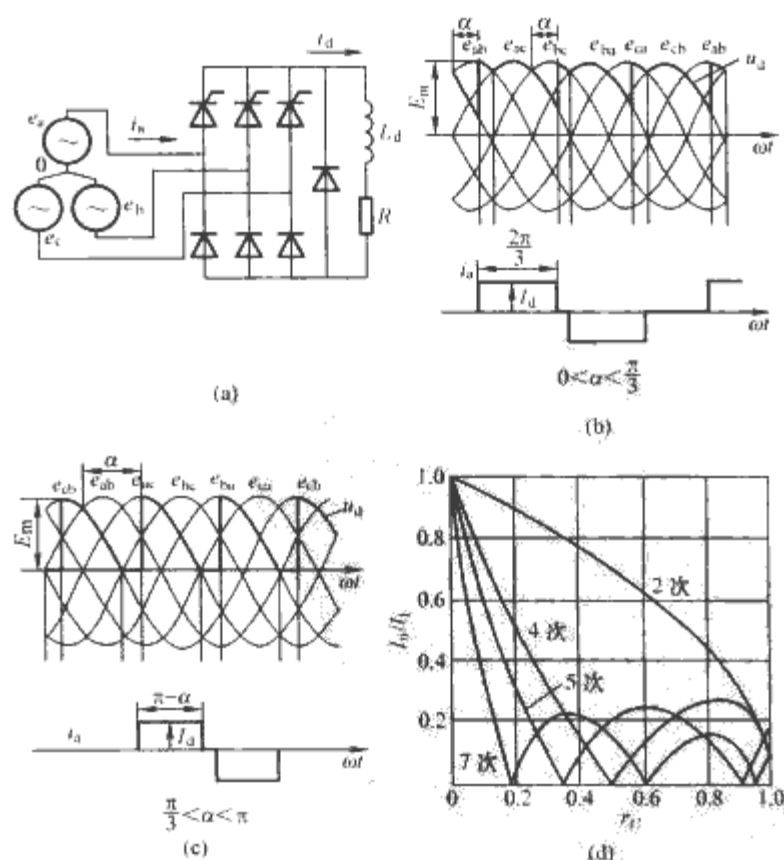


图 11.3-6 三相半控整流电路及其谐波特性

(a) 电路; (b) $0 < \alpha < \pi/3$ 时的波形;
(c) $\pi/3 < \alpha < \pi$ 时的波形; (d) 交流电流谐波含量曲线

电压与触发角为 0 时的输出直流平均电压比。 U_d 与 r_U 的计算式为

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi}(1 + \cos\alpha) \tag{11.3-12}$$

$$r_U = (1 + \cos\alpha)/2 \tag{11.3-13}$$

在三相半控桥式电路中，其交流侧电流不再是半波对称的，因此还含有偶次谐波，但因三相对称，故不含 3 倍次谐波。

1.3 电能质量控制技术背景

电能质量控制的应用需求很多，包括无功补偿、谐波抑制、动态电压恢复、平衡补偿、中性线电流控制等。所采用的方法主要有旋转机械、无源技术、有源技术等。

1.3.1 无功补偿技术

1.3.1.1 无功补偿含义及作用

参照正弦电路中的定义，在含有谐波的非正弦电路周期电路中有功功率 P 、基波无功功率 Q_1 和谐波畸变无功 Q_h 分别定义为

$$\left. \begin{aligned} P &= UI_1 \cos\varphi_1 \\ Q_1 &= UI_1 \sin\varphi_1 \\ Q_h &= \sqrt{S^2 - P^2 - Q_1^2} = U\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \end{aligned} \right\} \tag{11.3-14}$$

式中： U 为电压有效值； I_1 为基波电流； S 为视在功率； φ_1 为基波电流与电压的相位差。基波（狭义）功率因数为

$$PF_1 = P/S = \cos\varphi_1$$

广义功率因数则为

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos\varphi_1}{UI} = \nu \cos\varphi_1 \tag{11.3-15}$$

其中

$$\nu = I_1/I$$

式中： ν 为基波电流有效值和总电流有效值之比，称为基波因数； $\cos\varphi_1$ 称为位移因数或基波功率因数。

无功功率的物理含义是能量在线路内来回交换不做功的功率。低功率因数会降低电能利用效率、占用设备和线路容量，还会出现系统电压下降、增加线路损耗及设备损毁率。《供用电营业规则》中规定：无功功率应就地平衡，用户应在提高用电自然功率因数的基础上，设计和装置无功补偿设备，并做到随负荷和电压变动及时投入或切除，防止无功功率倒送。实际操作中，各地可有所不同，如规定一般用户功率因数应达到 0.9 以上，带自调压或高压用户必须达 0.95 以上，商业和农业用户为 0.85。否则按照功率因数高低，分别予以不同调整费率的罚款，以保障电能利用效率。

无功补偿的作用主要有以下几点：

(1) 提高供用电系统及负荷的功率因数，降低设备容量，减少功率损耗。

(2) 稳定受电端及电网的电压，提高供电质量。在长距离输电线中合适的地点设置动态无功补偿装置，还可以改善输电系统的稳定性，提高输电能力。

(3) 在电气化铁道等三相负荷不平衡的场合，通过适当的无功补偿可以平衡三相有功及无功负荷。

1.3.1.2 无功补偿与动态无功补偿技术

(1) 同步发电机、同步电动机、同步调相机系列。这三种补偿装置不仅能补偿不变的无功功率，对变化的无功功率也能进行动态补偿，具有调相的优点；但动态响应速度慢，发出单位无功功率的有功损耗大，运行维护复杂，不适应各种快速变化负荷的动态补偿。

(2) 静止并联电容无功补偿，即在负载附近并联电容器，以改变用电器的阻抗特性，来补偿无功功率，提高功率因数。电力系统中的绝大部分电气设备都显感性，因而可用电阻 R 和电感 L 的串联来等效，如图 11.3-7 (a) 所示。开关 S 闭合时，电容器产生的无功功率为

用以补偿负载的感性无功成分。一般配电网要求补偿后的功率因数接近于 1，但不产生过补偿。

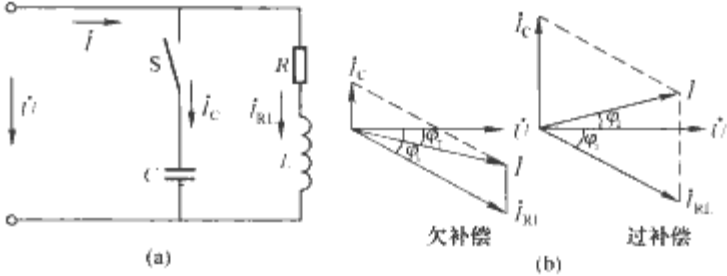


图 11.3-7 并联电容器补偿无功功率
(a) 电路原理图；(b) 无功补偿相量图

$$Q = -j\omega C U^2 \tag{11.3-16}$$

(3) 动态无功补偿——静止无功补偿技术 (SVC)。静止无功补偿技术 (Static Var Compensation, SVC) 是相对于同步调相机而言的，静止是指采用电力电子器件，而没有运动部件。早期的静止无功补偿装置是饱和电抗器 (SR) 型的，后来为晶闸管 (SCR) 相控技术，用于配电网的 SVC 主要是晶闸管控制电抗器 (Thyristor Controlled Reactor, TCR) 和晶闸管投切电容器 (Thyristor Switch Capacitor, TSC)。TCR 是通过控制 SCR 导通角来控制流过电抗器上的等效基波电流，属于连续补偿，但相控会产生一定的谐波、噪声和附加损耗等问题。TSC 是通过 SCR 代替机电或电磁式开关 (机械投切电容器，简称 MSC) 在合适的时候投入或切除电容器 (组)，属于分级补偿，但可以避免 MSC 产生冲击电流、拉弧、重燃、过渡过程太长等现象。TSC 和 MSC 的特点比较见表 11.3-5。

表 11.3-5 接触器与晶闸管投切电容器特点比较

项目	接触器投切 (MSC)	晶闸管投切 (TSC)
相应速度	慢，电 磁 一 机 过程，数个周期延时。不适合频繁变化负荷	快，对于周期时间可忽略，适合于负荷变化频繁的场合
过零投切	否，电容器投入时刻是随机的	可以，触发信号与晶闸管导通同步，且可精确控制
工作寿命	短，如 10 万次。以油田采油机为例，每 15s 动作一次，17 天即达到其电寿命	长，晶闸管设计寿命可达 10 年以上
明火	有，不适用于有爆炸粉尘、气体的场所	无，可用于有爆炸粉尘、气体的场所
维修量	大，维修工作量	小，设计合理，维修工作量

TSC 和 TCR 均是通过变化的等效基波电纳实现无功的平衡补偿。然而，TSC 中的晶闸管只是作为投切开关，而不像 TCR 中起相控作用。实际系统中，电容器需要串入一定的电抗器，以降低非正常状态下的冲击电流值，同时避免与系统谐振。TSC 过零投切是必要条件，因此，正常情况下它不产生谐波畸变，但它对无功功率的补偿是阶跃的。配电网无功补偿中，TCR 往往与电容器 (固定或投切的) 配合应用，一个 TSC 与 TCR 混合应用的原理示意图如图 11.3-8 所示。这样可以提供连续控制的容性无功，同时减少设备投资。

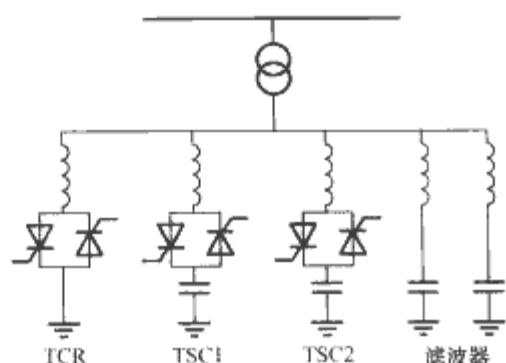


图 11.3-8 TSC 与 TCR 混合应用原理示意图

TCR 和 TSC 组合后的运行原理为：当负荷感性无功较大时，根据需要补偿的无功量投入适当组数的电容器组，并略有一点正偏差（过补偿），此时再利用 TCR 调节输出的感性无功功率来抵消这部分过补偿容性无功；当系统感性无功需求不大时，则切除一部分或全部电容器组，TCR 配合运行或退出。配电系统中的无功补偿也具有一定的母线电压调节作用，实际中，无功补偿通常结合电压调节来共同控制。

TSC 和 TCR 这两种 SVC 技术相应速度较快，理论上可以达到半个周期（10 ms）实现对快速变化负载无功的动态补偿，在保证高功率因数的同时不产生过补偿。

随着电力电子技术的发展，高性能无功补偿正在向基于变流器的有源无功补偿技术（Static Var Generator, SVG）的方向发展。

1.3.2 谐波抑制技术

1.3.2.1 谐波治理的必要性

配电网谐波的存在带来的危害很多，主要有：

（1）占用设备无功容量。谐波本质是广义的无功，因而占用配电设备的无功容量。

（2）增加线路损耗。由于谐波频率较高，线路、设备的铜耗、铁耗比基波无功更严重。

（3）降低设备绝缘等级、加速绝缘老化。由于谐波的存在，使得电流电压波峰系数加大，在同等大小有效值条件下，峰值电流电压可能远远高于正弦波的 1.4 倍，可达 5 倍、10 倍，甚至更高。其原理如图 11.3-9 所示。设备在谐波的长期作用下，会加速老化。与架空线路相比，电缆线路对地电容要大 10~20 倍，而感抗仅为其 1/3~1/2，所以很容易形成谐波谐振，造成绝缘击穿。

（5）使电动机产生附加力矩及损耗。电动机正常运行要求电网中负序电压不超过 2%，而谐波成分折算成等值基波负序电压则往往大于这个数值，使附加损耗明显增加。

（6）影响变压器工作。谐波电流，特别是 3 次（及其倍数）谐波侵入三角形连接的变压器，会在其绕组中形成环流，使绕组发热。对 Y 形连接中性线接地系统，侵入变压器中性线的 3 次谐波电流会使中性线发热。

（7）污染公用电网。如果公用电网的谐波特别严重，则不但使接入该电网的设备（电视机、计算机等）无法正常工作，造成故障，而且还会向公用电网的中性线注入更多电流，造成超载、发热，影响电能正常输送。

（8）影响计量准确度。绝大部分目前在用的电力计量仪表均在基波无畸变条件下整定，谐波的存在会带来不同程度的计量误差。

（9）对通信系统（包括计算机网络）产生电磁干扰（EMI）等。如直流输电中，直流换流站换相时会产生 3~10kHz 高频噪声，会干扰电力载波通信的正常工作。

（10）影响继电保护等装置可靠运行；威胁用电设备，甚至电网安全。假设继电保护装置按基波负序量整定其整定

值大小，此时，若谐波干扰叠加到极低的整定值上，则可能引起负序保护装置误动作，影响电力系统安全。

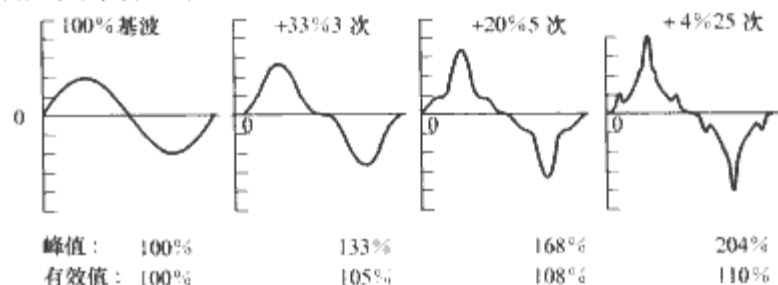


图 11.3-9 谐波畸变程度不同时交流量的峰值和有效值变化

1.3.2.2 谐波治理方法分类

对谐波的治理，根据设备自身是否包含谐波消除或减小功能，可分为主动型和被动型治理；又可根据采用无源元件或有源元件，分为无源电力滤波和有源电力滤波，如图 11.3-10 所示。

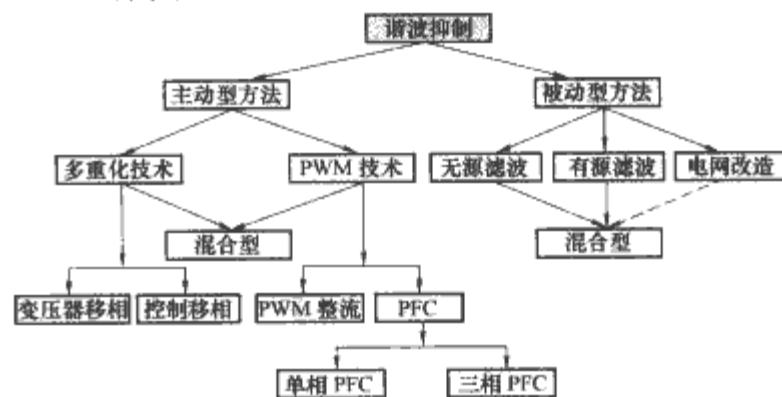


图 11.3-10 谐波治理技术分类

鉴于目前非线性负荷的技术和成本状况，对于业已存在的大量谐波源采用被动式方式是恰当的。

1.3.2.3 无源滤波器（Passive Filter, PF）

常见无源单调谐电力滤波器如图 11.3-11 所示。其原理是利用 LC 串联谐振支路对谐振频率 $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$ 呈低阻抗的特点，将谐波滤除。此外，还有一、二、三阶滤波器，单调谐、双调谐、高通滤波器等。

无源调谐滤波器设计规则如下：

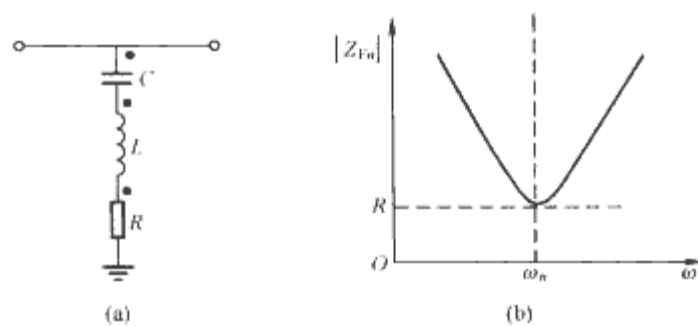


图 11.3-11 常见无源单调谐电力滤波器

（a）电路结构；（b）阻抗—频率特性

（1）RLC 参数必须满足串、并联谐振的要求。

（2）补偿无功后功率因数接近 1，但不出现过补偿现象。

（3）电网的谐波含量应符合国家标准（GB/T 14549—1993）。

（4）不和电网发生串、并联谐振。

（5）确定背景谐波的容量，考虑其他次谐波滤波器设置的影响，一般加大 10%。

（6）确定电网频率的最大正负偏差量，以选择较合适的调谐锐度（即 Q 值），且各次单调谐滤波器的 Q 值相近。

- (7) 电网谐波含量在低于国家标准的基础上越小越好。
- (8) 在满足以上前提下, 力求工程成本最小化。

采用无源电力滤波方法是当前应用的主流, 其本质是对特定的谐波频率提供低阻抗的并联分流支路。其主要缺点有:

- (1) 单次谐波滤除, 谐波滤除次数越多滤波设备越复杂, 实际中补偿谐波次数很有限, 如 5 次、7 次谐波等, 因而总体效果不好。其补偿次数 (带宽) 不足的效果见图 11.3-12。
- (2) 谐波频率要事先确定, 无调节能力, 不适合谐波特征不确定或具有时变性谐波的应用。
- (3) 阻抗分流/截流原理, 在一定条件下, 设备会因过电流或过电压烧毁。
- (4) 因制造误差、老化、电网频率变化造成滤波效果下降。
- (5) 可与电网 (变压器漏感、线路电感、补偿电容器等) 产生谐振, 造成谐波放大。

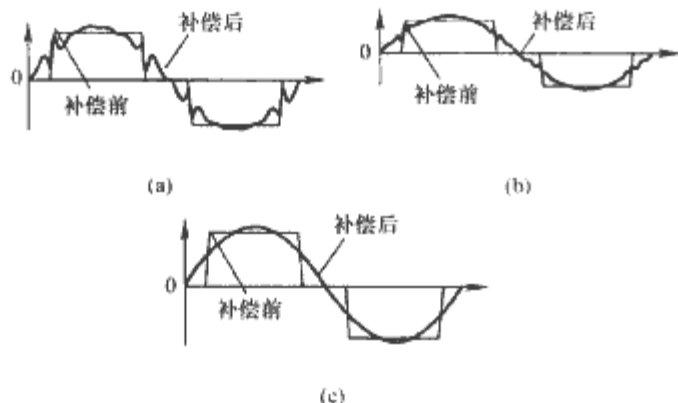


图 11.3-12 滤波频率范围不同的补偿效果

(a) 滤波至 13 次; (b) 滤波至 25 次; (c) 滤波至 50 次

这些问题使得安装的无源滤波设备无法运行。

1.3.2.4 有源滤波技术 (Active Power Filter, APF)

相对无源电力技术的缺点, 利用高速开关调制技术的有源电力滤波 (APF) 被认为是最有效的方法之一。它是随着电力电子技术的快速发展, 利用功率电子变换技术、高速数字控制技术构成的电力有源滤波。其特点是:

- (1) 以 IGBT、GTO 等电力电子型器件构成的高速开关功率变流器为核心, 采用高频调制变换技术, 如正弦脉宽调制 (SPWM), 器件开关频率远高于电网频率。动态性能好、调制畸变小, 无需工频储能元件、体积小。
- (2) 通过对供电和负载参数的快速计算构成功率变流器的参考量, 适应于负载、系统的运行状态的随时变化; 补偿效果好、一致性好, 不受电网阻抗参数影响, 无串、并联谐振现象。
- (3) 数字控制技术具有灵活性, 有利于复杂控制, 也便于多种控制功能的选择、复合等策略。可直接应用于低压配电网的动、静态无功和谐波补偿, 也可利用变压器或多电平技术用于高压电网, 还可以实现诸如动态电压控制、中性线电流补偿、系统稳定等多种目的。

1.3.2.5 混合有源滤波技术 (Hybrid Active Power Filter, HAPF)

有源滤波技术 APF 的优点明显, 近年来, 对其研究和应用有了较大发展。但目前有源滤波器成本和价格一般是同等容量无源设备的数倍。同时, 目前电力电子器件电压电流容量还不足以直接应用于高压 (如 2 kV 以上)、大容量 (数兆瓦以上) 的领域。除多电平技术、模块并串联等技术外, 混合有源技术 HAPF 具有较多优点。HAPF 是将无源和有

源滤波技术相结合, 综合了 PF 成本低、可靠性高、容量大和 APF 快速相应、连续补偿、多频谱复合处理、不易发生谐振等优点, 在性能、成本、可靠性和可行性等方面具有综合优势。

1.4 有源电能质量控制技术

1.4.1 有源电能质量控制基本原理和分类

有源电能质量控制主要是基于电力电子功率变流器电能质量改善的技术。“有源”是指变流器及其核心器件 (如 IGBT 等) 的电路特性可以通过控制来改变, 如可以以线性、非线性, 导通、截止或放大等方式工作于电路之中。这与无源装置及其元件 (电阻、电容、电感等) 的电路特性决定于其结构和阻抗的原理不同, 具有更灵活的电路控制能力。广义上, 基于半导体器件的变流器控制部件也是有源的。

有源电能质量控制原理可以看成是利用变换实现一个可控电源, 其输出电流、电压、频率、相位等是可控的。图 11.3-13 给出的并联受控的电流源和串联受控电压源, 可以解释配电网多种电能质量有源控制的原理。

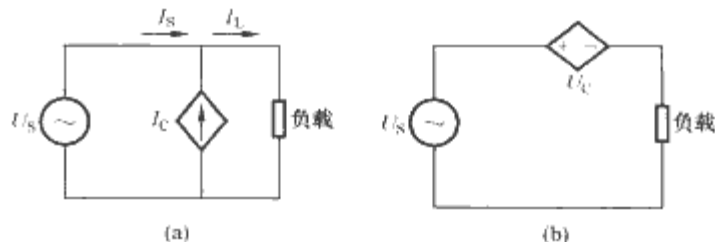


图 11.3-13 典型有源电能质量控制受控源原理

(a) 并联受控电流源; (b) 串联受控电压源

并联结构中补偿装置被控制为电流源。如果变流器被控制输出一个谐波电流, 且与负载电流中的谐波成分大小相等、相位相反, 就可以抵消非线性负载产生的谐波电流, 使电网支路电流为无畸变的正弦, 这就是并联型有源电力滤波器 (Shunt Active Power Filter, 并联 APF) 的基本原理。类似地, 控制补偿装置输出电流为一基波电流, 且与负载电流中的无功电流成分大小相等、相位相反, 则可以补偿负载基波超前或滞后无功, 提高基波功率因数, 这就是静止无功发生器 (Static VAR Generator, SVG) 的基本原理。并联 APF 与 SVG 工作原理类似, 不同之处在于前者的补偿带宽更宽, 后者一般处理的容量要大。

串联结构中的变流器被控制为电压源, 可以抵消电网谐波电压对负载的影响, 同时可以抑制电容滤波的整流负载产生的谐波电流, 这就是串联型 APF (Series Active Power Filter, 串联 APF) 基本原理。串联变流器还可以用来补偿基波电网电压的瞬时跌落和瞬时电压冲击, 这一原理的应用就是动态电压调节器 (Dynamic Voltage Restorer, DVR), 用于保障高敏感负载的供电质量。

两个受控源的线性叠加, 即并联和串联结合, 可以实现更强大的电能质量改善的功能, 这就是综合电能质量控制器 (Unified Power Quality Controller, UPQC)。UPQC 可以综合改善配电网电压和负载电流的质量问题, 包括无功补偿、谐波抑制、动态电压恢复等。

常见的电能质量有源控制器见表 11.3-6。此外, 还有用于中压 (6~35kV) 配电网的有源消弧装置抑制器; 用于输电系统电压支持、潮流控制和系统稳定的静态同步无功补偿 (STATCOM)、串联静态同步无功补偿 (SSSC) 和统一潮流控制器 (UPFC) 等。

表 11.3-6 常见的电能质量有源控制器

控制器类别	连接方式	主要功能
静止无功发生器 SVG	并联	补偿无功电流、提高功率因数
有源电力谐波滤波器 APF	并联或串联	抑制谐波电流、母线电压畸变
动态电压补偿器 DVR	串联	抑制电压跌落、闪变、浪涌、中断等，补偿电压谐波和不对称
综合电能质量控制 UPQC	串联和并联	补偿谐波和无功电流，抑制电压跌落、闪变、浪涌、中断等，补偿电压谐波和不对称
有源中性线电流控制器	与中性线串联或并联	控制中性线电流过大或畸变，抑制中性点电位偏移
有源平衡补偿	串联或并联	补偿负载或电网电压不对称，控制中性线电流过大

1.4.2 有源电能质量控制技术

1.4.2.1 电力电子功率器件

应用于配电网电能质量控制的电力电子器件主要考察其电压、电流容量、开关频率，损耗特性和驱动门极特性等。图 11.3-14 给出了几种典型的电力电子器件控制容量和工作频率范围。IGBT 控制容量和开关频率较为折中。较高频率应用可以选择 MOSFET，但容量较小。较大容量可选择 IGCT 或 GTO，更大功率则选用晶闸管（SCR），但频率随之下降。

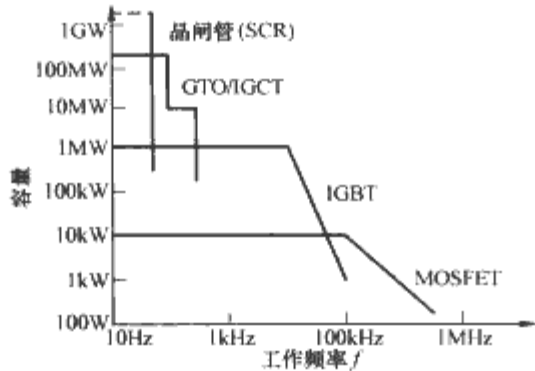


图 11.3-14 典型电力电子器件控制容量和工作频率范围

绝缘栅晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT）的等效原理及符号如图 11.3-15 所示，它具有输入阻抗高、驱动功率小、导通压降低、容量较大和开关频率较高等优点，是中低电压/容量变流器的主流功率模块。目前，IGBT 最高耐压可达 6500V，最大电流容量 2500A，开关频率为千赫级或更高，较适用于一般有源电能质量控制装置。

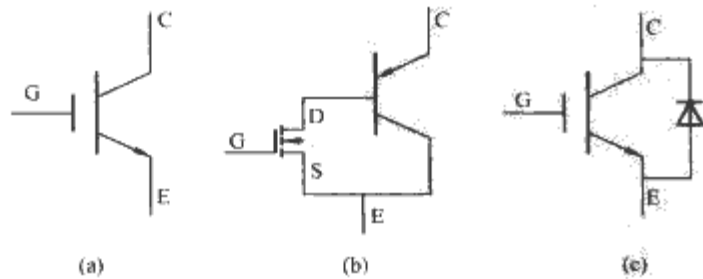


图 11.3-15 IGBT 等效原理及符号
(a) 符号；(b) MOSFET 和三极管原理等效；
(c) 带寄生二极管的 IGBT

IGBT 可以视为 MOSFET 和三极管的等效，生产中一般内带一个反并联二极管（寄生二极管），如图 11.3-15 (c) 所示。除静态、门极指标外，IGBT 应用中需要注意的是其通态压降 ($U_{CE(sat)}$) 和开关损耗 (E_{sw})。特别在谐波补偿应用时，需要采用较高的开关频率以保证系统带宽，这时开关损耗在总损耗占主导地位。相反，较低的开关频率应用中，导通损耗占主要成分。不同开关频率的应用场合需要分别选择低饱和压降型或低开关损耗的高速型器件。此外，一般 IGBT 采用吸收回路来抑制大电流关断时引起的过高电压尖峰。

IGBT 有向智能模块化（IPM）发展的趋势，模块内部集成驱动、过电流、过热保护功能，三菱和 SEMIKRON 等公司可提供类似的产品。

1.4.2.2 有源电能质量控制器主电路结构

有源电能质量控制器主电路按照直流侧储能元件采用电容或电感可分为电压源型和电流源型变流器，如图 11.3-16 所示。

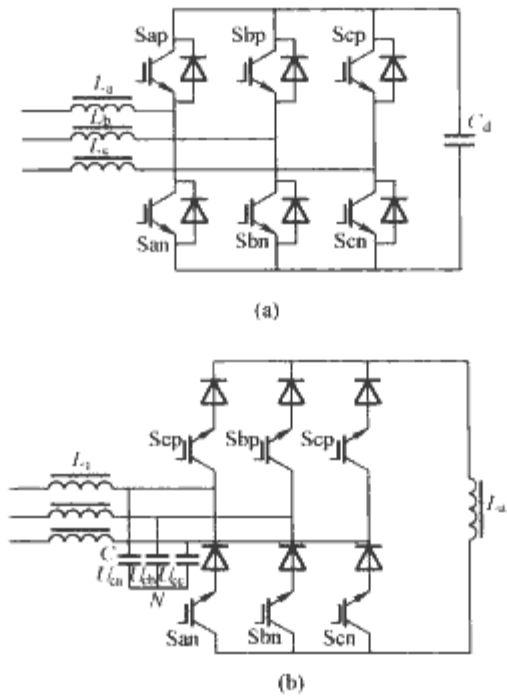


图 11.3-16 有源电能质量控制变流器主电路基本结构类型
(a) 电压源型；(b) 电流源型

由于效率较高和器件等原因，实际应用的变流器多为电压型。图 11.3-16 所示电路结构适合于三相三线制对称补偿。对于三相四线制应用，还需要其他结构的三相四线制变流器结构。

由于目前电力电子器件容量不能满足电能质量控制的需求，往往采用多电平（包括三电平和 H 桥级联等）方式来提高变流器的控制电压水平和多重化来扩展控制电流容量。图 11.3-17 (a) 是基于二极管中点箝位式三电平变流器桥臂示意图，类似的还有 5 电平及更多电平结构。但由于控制和主回路接线复杂性等原因，实际应用的电平数并不高，一般以 3 或 5 电平为常见。图 11.3-17 (b) 是 H 桥级联式多电平结构，是一种便于实现模块化，但需多个独立直流电源的结构。

多电平变流器桥臂可以应用于图 11.3-16 所示的基本电压型变换电路中。多电平逆变器输出的波形是多个层阶梯形的叠加，这样不仅提高了电压质量，而且由于得到的输出波形已经和信号波形十分相似，采用较小的开关纹波滤波器甚

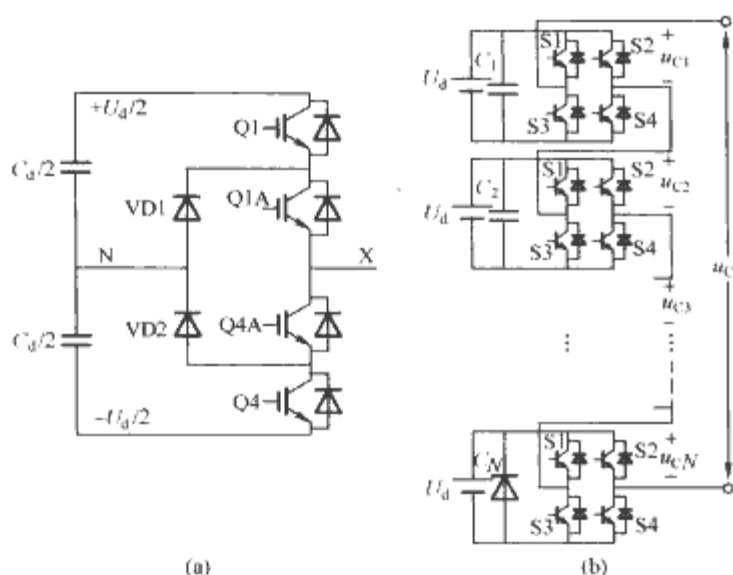


图 11.3-17 多电平变流器桥臂结构原理
(a) 三电平中点箝位 (NPC) 式变流器桥臂;
(b) H 桥级联式单相变流器结构

至不需要滤波器便可以得到比较平滑的输出。同时,功率器件电压应力低,可以大大减轻电磁干扰;开关元件一次动作的 dv/dt 通常随电平增加而线性减小。

适合于载波移相控制的多重化并联主电路结构如图 11.3-18 所示。多重化结构的变流器在控制时可以采用载波移相技术,即 M 个模块的载波相位相差 $2\pi/M$ 的角度,使得各并联模块之间的开关交错进行。与多电平输出叠加原理类似,这也等效提高了装置的输出纹波的频率,便于得到光滑的波形。

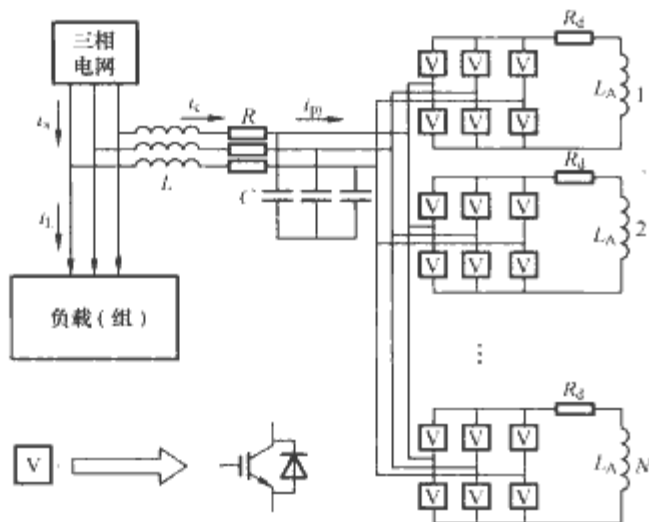


图 11.3-18 适合于载波移相控制的多重化并联主电路示意图

1.4.2.3 谐波、无功的快速检测方法

有源补偿中需要实时检测无功和谐波成分,因此要用到瞬时无功功率。理论瞬时无功功率理论由日本学者赤木泰文于 1983 年提出,后经不断完善,得到广泛的应用。设 abc 三相系统的电压为 u_a, u_b, u_c , 电流为 i_a, i_b, i_c , 对其经 $\alpha\beta$ 正交变换成两相, 即

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (11.3-17)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11.3-18)$$

其中 $C_{\alpha\beta}$ 是 PARK 变换矩阵。瞬时无功理论证明:三相系统的瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \triangleq C_u \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (11.3-19)$$

因而其 $\alpha\beta$ 系的电流为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= C_u^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = C_u^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \\ &= C_u^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + C_u^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} + C_u^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} + C_u^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11.3-20)$$

式 (11.3-20) 等号右边的四项中,第一、二项分别对应于基波有功和无功电流分量,第三、四项分别对应于谐波有功、无功电流分量。因此,就可以分离出有功、无功、谐波电流分量,再利用 $\alpha\beta$ 向 abc 坐标系的逆变换 ($C_{\alpha\beta}^{-1}$) 就可在三相坐标系下得出三相有功、无功和谐波电流。图 11.3-19 是基于瞬时无功功率理论谐波和无功电流检测方法。

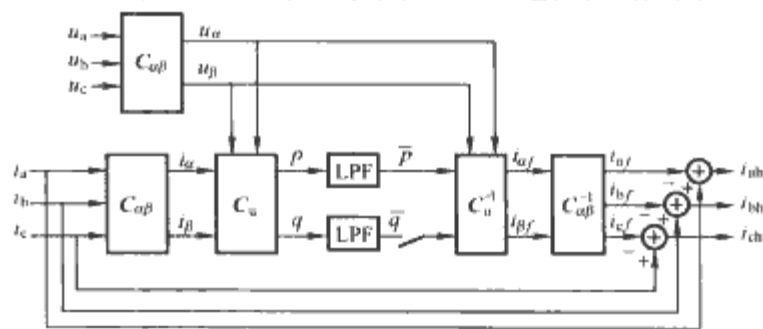


图 11.3-19 基于 pq 瞬时无功功率的谐波和无功电流检测方法

图中,根据经式 (11.3-20) 计算出 p 和 q 经低通滤波器 LPF 得到其直流分量 \bar{p} 和 \bar{q} , 即基波有功电流和基波无功电流与电压产生的功率。于是由 \bar{p} 和 \bar{q} 可以得到基波电流分量 i_{af}, i_{bf}, i_{cf} , 将它们与电流 i_a, i_b, i_c 相减得到 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 。如果令 $\bar{q}=0$ (断开图中的 \bar{q} 通道), 则仅由 \bar{p} 得到基波电流的有功分量 $i_{afp}, i_{bfp}, i_{cfp}$, 它与 i_a, i_b, i_c 相减得到 i_a, i_b, i_c 中的基波无功和谐波分量之和。类似地,也可通过令 $\bar{p}=0$, 由 \bar{q} 来直接得到基波无功电流分量。

实际应用 pq 分解无功和谐波电流方法中,由于其系统电压参与运算,当电压存在畸变时会带来误差。为了避免电压畸变带来的检测影响,可以在 $\alpha\beta$ 变换之后再进行一次与系统电压同步的旋转变换, 即

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C C_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11.3-21)$$

$$\text{其中 } C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix}$$

基于 dq 变换的无功电流提取原理框图如图 11.3-20 所示。

由于电压不参与无功电流计算,因而不受电压波形畸变的影响。其无功或谐波的提取原理与改进前的 pq 法类似。不仅如此, dq 变换通过适当的改进,还可以实现对正序、负序分量的提取。

基于瞬时无功功率理论的方法,在只检测无功电流时,可以完全无延时地得出检测结果。检测谐波电流时,因被检测对象电流中谐波的构成和采用滤波器的不同,会有不同的延时,但延时取决于低通滤波器的形式。

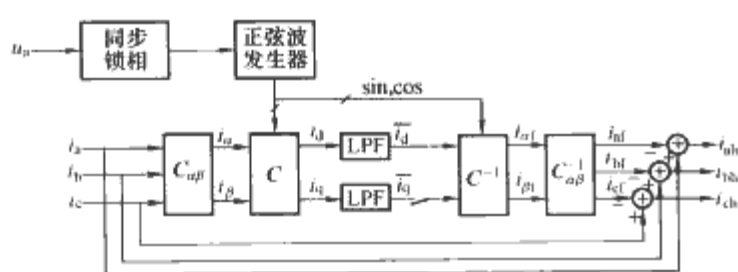


图 11.3-20 基于 dq 变换的无功
电流提取原理框图

1.4.2.4 变流器中的闭环控制方法

作为有源补偿器的核心，变流器性能的好坏直接影响到整个补偿装置的补偿性能。变流器中常见的闭环控制算法有以下 6 种：

(1) PI 控制。PI 控制以结构简单、易于操作及优良的鲁棒性特点，成为迄今为止最通用的控制方法。但其积分项会带来 90° 的相位滞后，为了保证系统稳定性只能把转折频率设计得比较低。这样一来 PI 控制只在低频段给系统增加增益，中频段增益不足，对于补偿带宽要求较高的系统，不能满足交流对象的稳态精度的要求。

(2) 滞环控制。滞环控制实质上是一种非线性控制方法，其基本思想是将给定信号与检测的实际输出信号相比较，即将指令电流值与实际补偿电流的差值输入到具有滞环特性的比较器中，然后用比较器的输出来控制开关器件的动作，使得实际输出电流和指令值的误差始终处于滞环环宽内。滞环控制集电流控制与 PWM 于一体，实现简单，精度高且动态响应速度快、鲁棒性好；但开关频率、电流跟踪精度受滞环宽度影响。减小环宽能够改善电流跟踪效果，但功率器件开关频率提高，损耗加大，反之则电流跟踪性能变差；而当环宽固定时，开关频率会随指令电流的不同而变化，从而引起较大的脉动电流和开关噪声；输出频谱范围宽，给滤波器的设计带来困难。针对其缺点，出现了恒频滞环控制、自适应滞环控制等多种方案，其中有些需要精确的负载模型，有些需要较高的开关频率。

(3) 双环控制。双环控制可以应用在电压源型变流器中。这类逆变器一般采用 LC 滤波，在电压闭环基础上增设电感电流内环，利用电流内环快速、及时的抗扰性来有效地抑制负载扰动等影响。同时，得益于内环对原有控制对象的改造作用，电压外环的设计十分简单。双闭环控制具备较好的动、静态特性，是一种高性能的波形控制方案。

(4) 多变量状态反馈控制。从状态空间角度看，单闭环控制系统性能不佳的原因可以解释为单纯的输出反馈未能充分利用系统的状态信息，因此，将输出反馈改为状态反馈应该可以改善控制效果。状态反馈波形控制也需要两个反馈量，但并不构成内外两个环路，而是在状态空间概念上通过合理选择反馈增益阵来改变对象的特性，以实现不同的控制效果。状态反馈控制的优点是可以改善系统的动态品质，因为它可以任意配置闭环系统的极点，而闭环主导极点决定了系统的动态响应。

(5) 无差拍控制。无差拍控制是一种基于数字实现的 PWM 方案。它根据变流器的状态方程和输出反馈信号来计算下一个采样周期的脉冲宽度，控制开关动作使下一个采样时刻的输出准确跟踪参考指令。电网电压扰动引起的输出偏差可在一个采样周期内得到修正。它具有数学推导严密、跟踪无过冲、跟踪精度高、动态响应速度快等特点。其缺点是依赖于精确的数学模型，当理想模型与实际对象有差异时，达不到无差拍效果。

(6) 单周控制 (One Cycle Control, OCC)。单周控制理论是美国学者 K. M. Smedley 博士 1991 年提出的，它是一种通用型非线性大信号控制方法，特别适合于开关电路的控制。单周控制的基本思想是在每个控制周期内强迫开关变量的平均值与控制参考电压相等或成一定的比例，从而消除稳态或瞬态误差。与其他定频率的控制方法相比较，单周控制方法控制电路简单，响应速度快，控制稳定性能好，具有很好的鲁棒性。单周控制在控制回路中不进行误差综合，它在一个控制周期中可以自动消除稳态和瞬态误差，因此，上一个周期的误差不会影响到下一周期。单周控制的缺点是抗干扰性能较差，容易受到外界条件的影响。噪声干扰也会导致控制电路的条件发生变化。

可见，每一种控制方案都有其优势和不足，将各种控制方法取长补短，组合成复合的控制方法也是高品质电能质量控制中常常采用的。

2 电流质量有源控制

2.1 有源滤波技术 (APF)

有源电力滤波 (Active Power Filter, APF) 可分为并联和串联两种基本类型，分别对电流源型和电压源型负载产生的谐波电流有较好的抑制效果。此外，还有串并联以及将有源和无源相结合的混合有源滤波技术 (Hybrid APF, HAPF) 等派生类型，如图 11.3-21 所示。

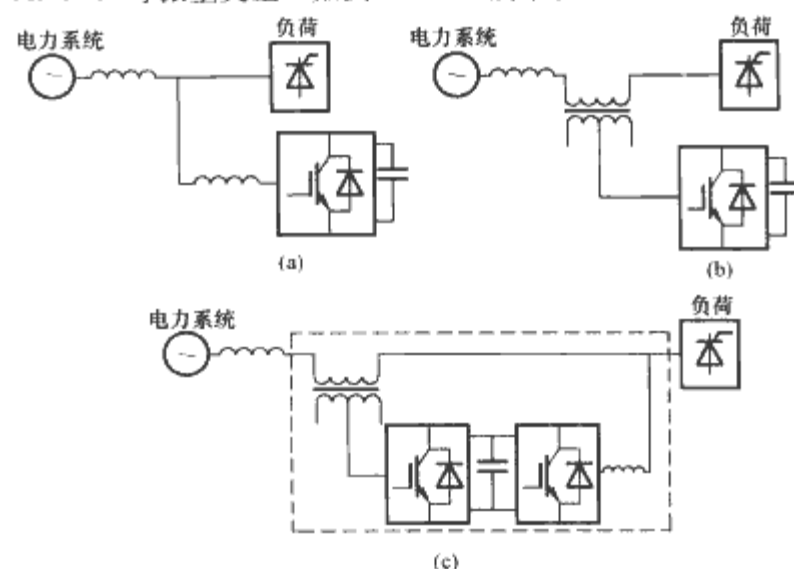


图 11.3-21 有源滤波器与基本接入方式

(a) 并联 APF; (b) 串联 APF;

(c) 串并联 APF (UPQC)

装有 APF 装置的配电系统，可以采用三支路等效模型来分析，如图 11.3-22 所示。它由电网支路、并联支路和负载支路组成。并联支路由并联补偿装置构成，串联补偿装置则安装于电网支路。

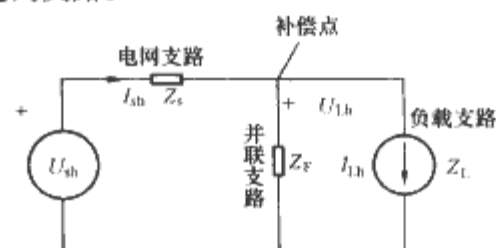


图 11.3-22 滤波器简化
三支路谐波等效电路

其中， Z_s 、 Z_L 、 Z_F 分别为电网、负载和并联支路的等效阻抗。谐波抑制一般以抑制非线性负载产生的谐波电流 I_{Lh} 对电网支路的污染（用电网谐波电流 I_{sh} 表示）和电网的谐波

电压 U_{sh} 对负载的影响 (用母线谐波电压 U_{lh} 表示) 为目的, 即

$$I_{sh} = \frac{Z_F}{Z_F + Z_s} I_{lh} + \frac{1}{Z_s + Z_F} U_{sh} \quad (11.3-22)$$

$$U_{lh} = \frac{Z_F}{Z_F + Z_s} U_{sh} - \frac{Z_F Z_s}{Z_F + Z_s} I_{lh} \quad (11.3-23)$$

定义系统电流传递函数 $H_I(s)$ 、负载等效阻抗 $Z_L(s)$ 为

$$H_I(s) = \frac{I_{sh}(s)}{I_{lh}(s)} \Big|_{U_{sh}(s)=0} \quad (11.3-24)$$

$$Z_L(s) = \frac{U_{lh}(s)}{I_{lh}(s)} \Big|_{U_{sh}(s)=0} \quad (11.3-25)$$

定义电压传递函数 $H_U(s)$ 、网侧等效导纳 $Y_s(s)$ 为

$$H_U(s) = \frac{U_{lh}(s)}{U_{sh}(s)} \Big|_{I_{lh}(s)=0} \quad (11.3-26)$$

$$Y_s(s) = \frac{I_{sh}(s)}{U_{sh}(s)} \Big|_{I_{lh}(s)=0} \quad (11.3-27)$$

则式 (11.3-22) 和式 (11.3-23) 可写成

$$I_{sh} = H_I(s) I_{lh} + Y_s(s) U_{sh} \quad (11.3-28)$$

$$U_{lh} = H_U(s) U_{sh} - Z_L(s) I_{lh} \quad (11.3-29)$$

式 (11.3-28) 的第 1 项表示非线性负载产生的谐波电流对电网的传递, 第 2 项表示由电网谐波电压产生的谐波电流。而式 (11.3-29) 中第 1 项表示电网谐波电压对负载的影响, 第 2 项表示负载谐波电流产生的谐波电压。

并联、串联或串并联滤波的理想目标是式 (11.3-28)、式 (11.3-29) 之一或全部趋于 0, 亦即式 (11.3-24) ~ 式 (11.3-27) 全部或部分趋于 0。

2.1.1 并联有源电力滤波器

2.1.1.1 并联 APF 组成和运行原理

并联 APF 是 APF 应用最广的基本结构, 结构原理如图 11.3-23 所示。它由主电路和控制器两大部分组成。其中: 主电路包括 PWM 功率变流器、输出滤波器、直流环节, 以及可能的变压器; 控制器由信号采集、控制算法处理、脉冲发生与脉冲驱动等部分组成。

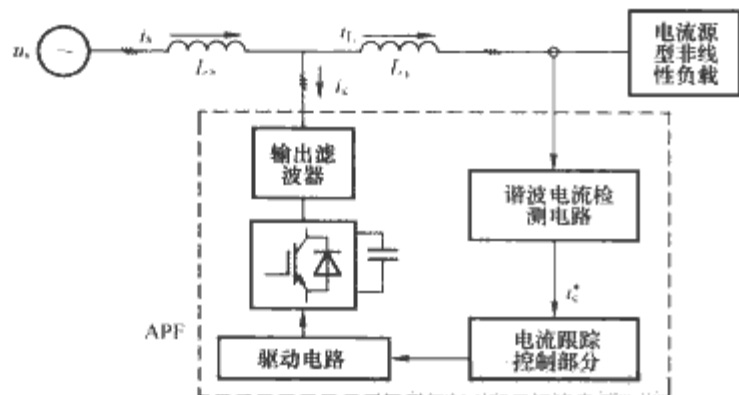


图 11.3-23 并联有源电力滤波器结构原理图

图中 u_s 表示交流电网电压, i_s 为电源电流, i_L 为负载电流, i_c 为有源滤波器输出补偿电流, 负载为电流型谐波源。

系统基本工作原理是: 通过检测电路检测负载电流得到负载电流 i_L , 通过采用本章 1.4.2 中讨论的 pq 或 dq 算法快速提取谐波分量 i_{Lh} , 并由算法控制单元形成补偿电流指令信号 i_c^* , 由电压型变流器产生补偿电流 i_c , 此时

$$\left. \begin{aligned} i_c &= k i_{Lh} \\ i_{sh} &= i_c + i_{Lh} = (1+k) i_{Lh} \end{aligned} \right\} \quad (11.3-30)$$

式中: k 为实际补偿电流控制增益。当 $k=-1$, 即产生与负载电流中的谐波分量 i_{Lh} 大小相等、方向相反的补偿电流, 则 $i_{sh}=0$, 即电网支路谐波含量为零。电源电流 i_s 中只含基波而不含谐波, 从而达到抑制电源电流中谐波的目的。

以上检测负载支路谐波电流的控制是开环控制。为了弥补实际检测、计算和主电路补偿等环节的静态误差, 可以采用检测电网侧谐波电流的闭环控制方法, 此时

$$\left. \begin{aligned} i_c &= -k \cdot i_{sh} \\ i_{sh} &= i_c + i_{Lh} = \frac{1}{1+k} i_{Lh} \end{aligned} \right\} \quad (11.3-31)$$

式中: k 为谐波电流闭环控制增益, k 越大补偿效果越好。一般采用 PI 调节可以降低对检测、计算和主电路精度的要求。

此外, 还有多种检测和控制原理, 如以负载母线电压谐波畸变为控制目标等的控制方法; 还有不需要谐波参考量的波形跟踪法, 如单周控制等。

2.1.1.2 并联 APF 主电路结构

三相并联 APF 主电路可分为三相三线制和三相四线制两大类。图 11.3-24 所示为三相三线制并联 APF 主电路变流器结构及其接线图。

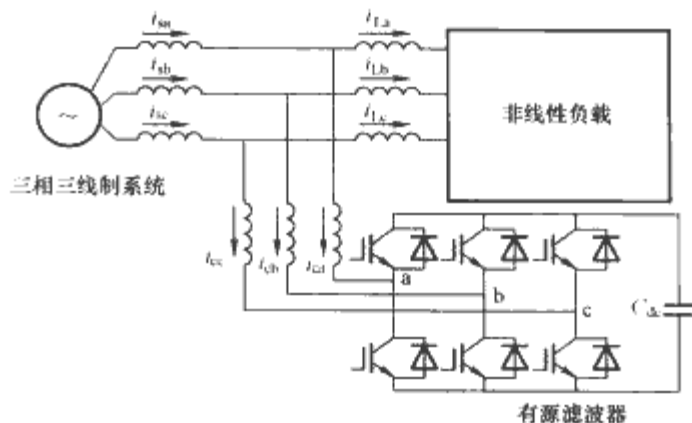


图 11.3-24 三相三线制并联有源滤波器变流器结构及其接线图

对于没有中性线的三相负载, 采用三相三线制的有源滤波器可以补偿非线性负荷的谐波电流。许多工业用电设备均是三相三线制, 如工业变频调速器, 因而基于三相三线结构的电力有源滤波器也是目前应用最普遍的。其中半桥结构更适合于一般三相三线负载的对称补偿。三单相桥式变流器 [图 11.3-25 (c) 和 (d)] 虽然可以应用于三相三线制系统, 但三相间需解耦运行, 否则, 不能消除线路中的零序电流或不对称补偿。

图 11.3-25 所示为几类常见的三相四线制并联 APF 主电路结构。这些型式的 APF 不仅可以消除三相线电流中的正序谐波分量和负序谐波分量, 还可以消除三相线电流中的零序谐波分量, 因而功能更强。图 11.3-25 (a) 所示的电容中点出线四线制 APF 主要是用于小容量系统; 图 11.3-24 (b) 采用了 4 个桥臂, 其中第四桥臂主要用来控制相间不对称和零序分量, 还可以用于中性线电流控制; 图 11.3-24 (c) 和 (d) 所示为三单相结构的三相四线制 APF, 分别需要额外的变压器或三相独立的直流回路。这两种结构变流器三相可以完全解耦控制, 应用最灵活; 并且较多的器件数减少了电流应力, 同时可以实现单极性倍频控制, 适合较大功率的 APF 应用。

这几种主电路都是采用两电平结构, 实际使用中由于电力电子开关器件容量、电压等级、电流大小的限制, 以及开关频率的限制, 两电平的有源滤波器容量受到限制。为了增加有源滤波器的容量, 降低开关频率 (可以降低有源滤波器的开关损耗), 可以采用本章 1.4.2 节所述的多电平和多重化结构。

2.1.1.3 并联 APF 控制环路设计

(1) 电流控制内环。并联 APF 的谐波补偿效果主要取

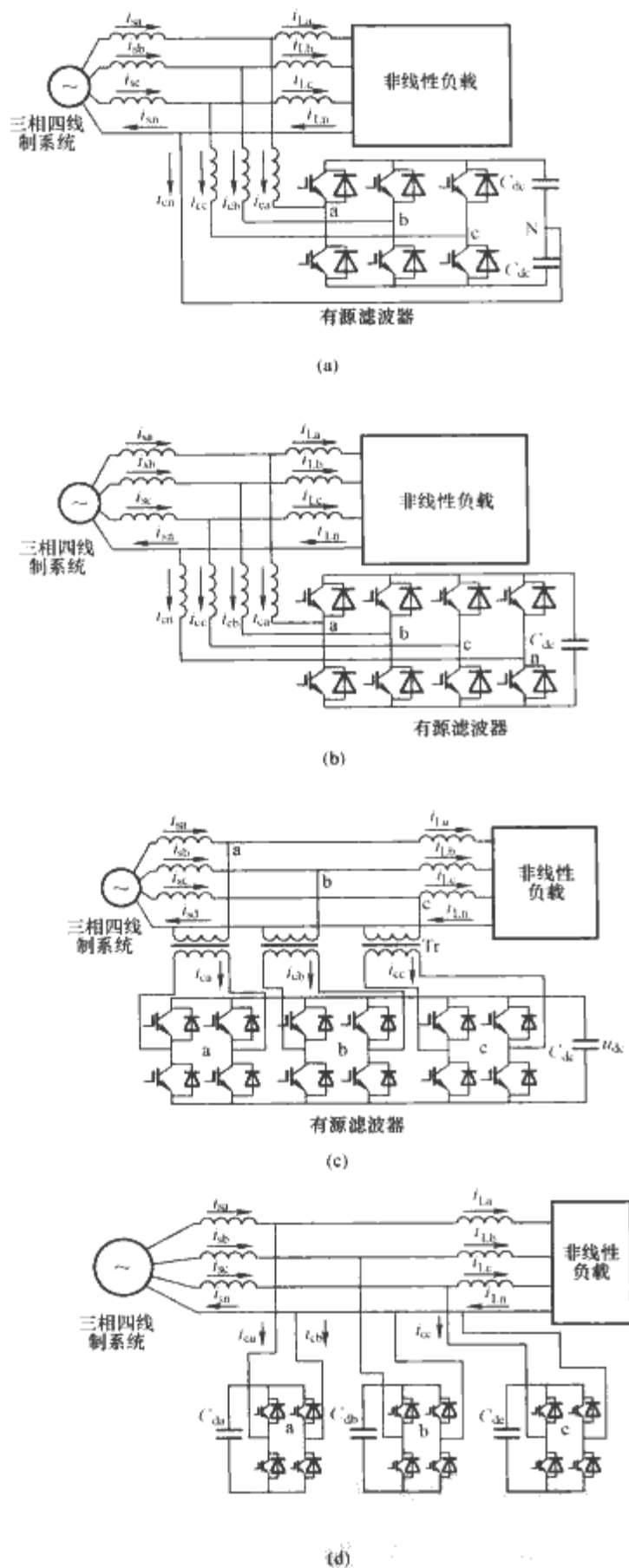


图 11.3-25 几种三相四线制有源滤波器主电路结构
(a) 电容器中点出线三相四线制 APF 主电路;
(b) 4 桥臂三相四线制 APF 主电路;
(c) 带变压器三单相四线制 APF 主电路;
(d) 独立直流回路的三单相四线制 APF 主电路

决于控制器设计,而控制器包括谐波检测、控制算法、变流器 PWM 开关调制等。PWM 调制技术主要包括滞环电流控制、三角波比较和空间矢量控制等,可参见第 2 章 3.1.5 节。

以三角波比较调制为例,变流器可以看作是有一个比例环节(或比例滞后环节)、最大幅度载波比 $m_a=1$ 的三相半桥变流器,比例系数约为 $U_{dc}/2$ 。对于一个采用 $G(s)$ 为传递函数的开关纹波滤波器的并联 APF,其电流控制结构如图

11.3-26(a)所示。图中的 $1/(U_{dc}/2)$ 用来抵消变流器增益。 $C(s)$ 是控制环的开环增益。

11.3-26(a)的控制性能可以等效为图 11.3-26(b)。其中, $G(s)$ 可以看成是被控对象,由它实现将变流器输出的电压转化为谐波补偿电流。 $C(s)$ 为控制器。其输出叠加上电网电压 u_s 后作用到 $G(s)$ 上。对电网电压进行前馈可以快速抵消电网电压扰动对控制环的影响。 $F(s)$ 为反馈通道滤波器,用于限制反馈电流中的开关纹波。

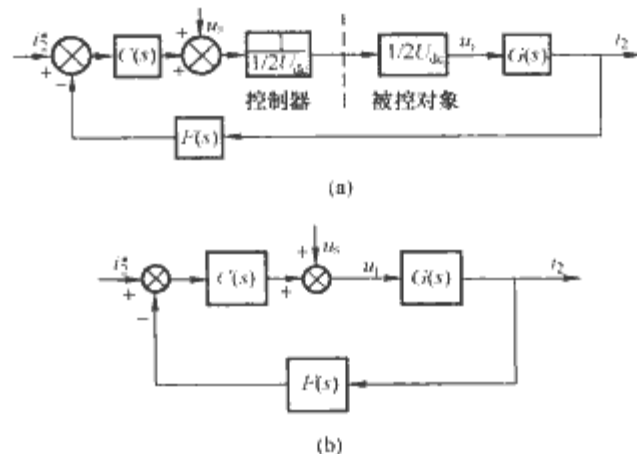


图 11.3-26 并联 APF 电流环控制框图
(a) 控制结构; (b) 等效结构

$F(s)$ 能提供开关频率纹波衰减,一般采用二阶滤波。选定转折频率和阻尼系数后,便可确定 $F(s)$,进而得到 $F(s)$ 、 $G(s)$ 的频率特性。

图 11.3-27 (a) 所示波得图是在 $\omega_n = 5\text{kHz}$, $\zeta = 0.707$, 即

$$F(s) = \frac{31400^2}{s^2 + 2 \times 0.707 \times 31400s + 31400^2} \quad (11.3-32)$$

的条件下得到。

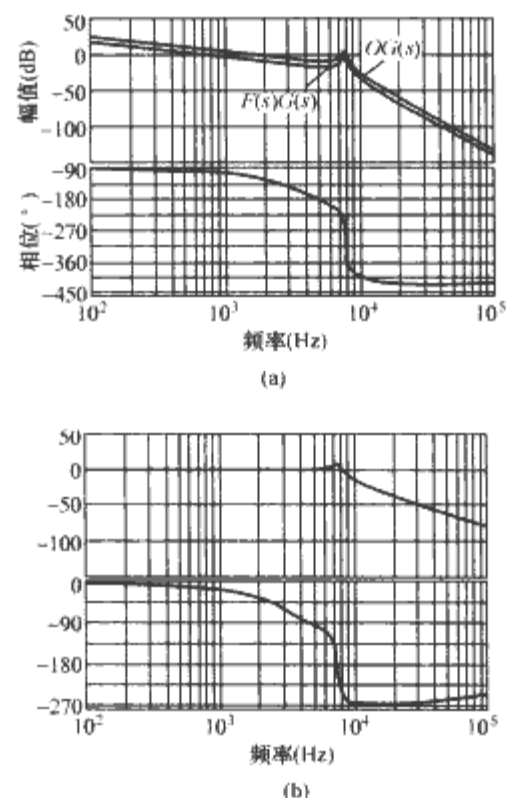


图 11.3-27 控制系统波得图
(a) 开环; (b) 闭环

图 11.3-27 中可见有 15dB 的幅值裕度,但低频段增益不高。为在一定的幅值裕度的情况下尽量提高增益,采用比例控制,并取 $C(s)=2.4$,开环传递函数为

$$OG(s) = C(s)G(s)F(s) \quad (11.3-33)$$

开环波得图如图 11.3-27 (a) 所示,系统具有 7.8dB 的幅值裕度。

用奈氏判据对系统的稳定性进行进一步检验。系统开环 Nyquist 曲线如图 11.3-28 所示。可见 $OG(s)$ 并没有包围临界点 $(-1, 0j)$ ，所以系统稳定。

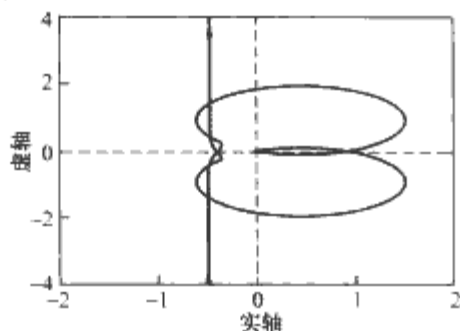


图 11.3-28 系统开环 Nyquist 曲线

实际上，在上述设计中只要保证开环系统具有正的幅值裕度，Nyquist 曲线自然就不会包围 $(-1, 0j)$ 点。在复杂系统中，有可能其频率特性具有多个 -180° 点或 0dB 点，在这种情况下仅采用相角裕度或幅值裕度判断系统稳定性非常困难，需要采用奈氏判据进行判断。

此时，系统闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)F(s)} \quad (11.3-34)$$

闭环波得图如图 11.3-27(b) 所示。

(2) 直流电压外环控制。并联 APF 用于补偿谐波，本质上是一种无功电流，在忽略开关损耗的条件下可以维持直流电容电压的稳定。然而实际变流器开关和线路存在损耗，因而需要吸收较小的基波有功电流来维持直流侧电容电压，使系统工作在电压源型变流器的状态。

这种有功功率的控制可以通过一个直流电压控制环来实现，如图 11.3-29 所示。 i_2^* 是谐波电流指令，是电流内环与电压外环的耦合，对于直流电压环相当于扰动。但与一般控制器抗扰目的不同，电压环控制器是以不抑制电流扰动为出发点。如果电压环带宽过宽，电压环可能抵消 i_2^* 作用，导致电流跟踪不能正确，补偿效果下降。通常电压环带宽设计得比较低， i_2^* 的 6 倍频扰动对直流电压的影响可以通过选择适当的直流电容来解决。这样，电压外环比电流内环慢很多，比如 10 倍以上的内环调节速度。电流环传递函数可以等效为 1，以便于电压环控制器参数设计和调整。

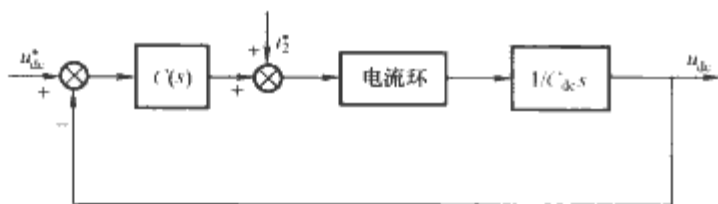


图 11.3-29 直流电压环控制框图

(3) 并联 APF 静态波形修正控制。在谐波补偿中要求闭环系统具有较高的稳态精度。实际上，控制系统的稳态精度主要由开环增益决定。一般的 PI 控制器只能在低频段提供较大的增益，对于谐波等较宽带宽要求的系统不能做到无静差。重复控制器通过对重复性波形的逐周期积分，可以在理论上为谐波提供无穷大增益，从而达到无静差的控制效果。带有重复控制静态波形修正的电流控制框图如图 11.3-30 所示，它对并联 APF 滤波效果改善作用见图 11.3-31。

此外，谐振控制也有相似的静差修正原理，只是具体实现方式不同。谐振控制器通过对各次谐波的谐振在理论上可以为谐波提供无穷大增益。谐振控制是一种瞬时控制方式，对当前误差可以立即发出控制信号，动态响应快。但这种控

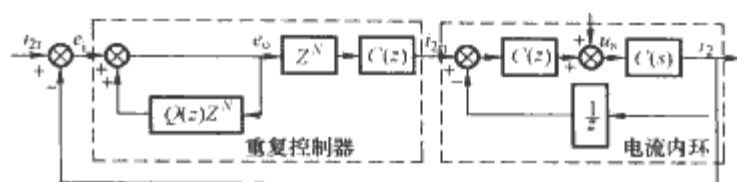


图 11.3-30 带重复控制静态波形修正的电流控制结构图

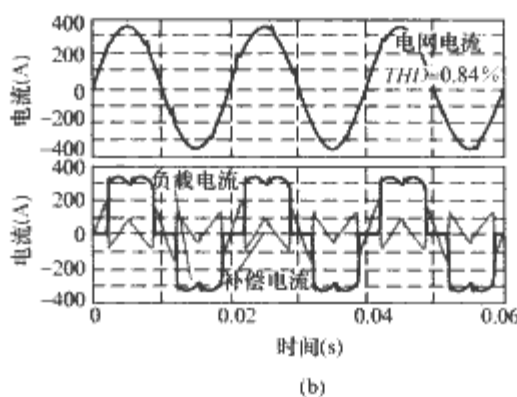
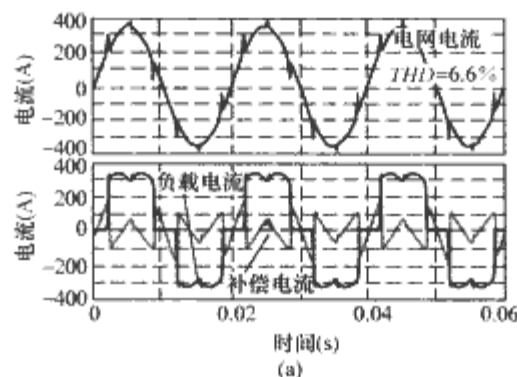


图 11.3-31 带重复控制静态波形修正效果

(a) 一般电流控制的 APF 补偿波形；

(b) 带重复控制的 APF 补偿波形

制方式需要对每次进行补偿的谐波设立单独的控制器，控制结构复杂，数字实现计算量较大。而重复控制充分利用了关于扰动的唯一已知特性——重复性，采用重复内模对所有谐波进行积分从而提供高增益，因此算法简单。但其主要缺点是动态响应慢，干扰出现后需要一个参考周期才得到调节，系统响应之前类似于开环状态。

2.1.2 串联有源滤波器

串联 APF 是串联在电网和负载之间，主要用于：①滤除来自电网公共连接点电压畸变对负载的影响，即式 (11.3-28) 趋于零；②阻隔负载谐波电流对电网的注入，即式 (11.3-29) 趋于零。前者属于电压质量的问题，与动态电压恢复器 (DVR) 的部分功能类似。后者则属于电流质量控制问题，可对电容滤波整流电路等电压型负载谐波源起到较好的抑制作用；对电感滤波的电流源型负载谐波源则是在并联补偿支路的协同下，起到谐波隔离和谐波抑制改善的作用，这属于混合有源滤波。典型的串联 APF 主电路结构如图 11.3-32 所示。

串联 APF 一般控制相当于串入回路一个受控电压源，因此可以等效为图 11.3-33。

图 11.3-33 中 U_s 为电网电压， Z_s 为电网内阻抗， U_L 为负载电压， U_c 为串联变流器产生的补偿电压。由于负载具有电压源特性，串联变流器被控制成可控电压源。

(1) 谐波阻抗控制模式。串联变流器的输出电压被控制为

$$u_c = Ki_{sh} \quad (11.3-35)$$

式中： i_{sh} 为电网电流谐波。即控制为一个 K 值的谐波阻抗，

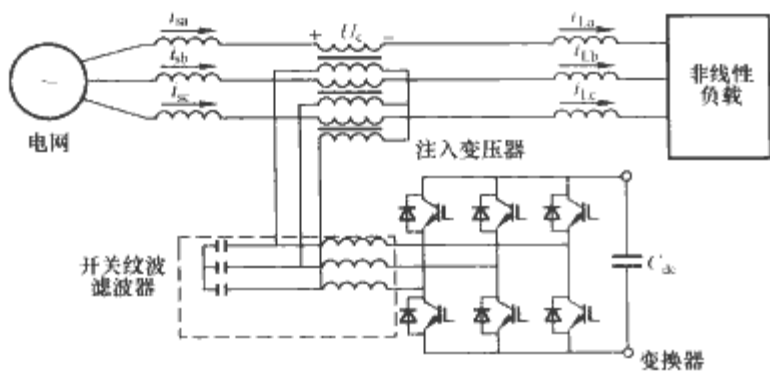


图 11.3-32 典型的串联 APF 主电路结构

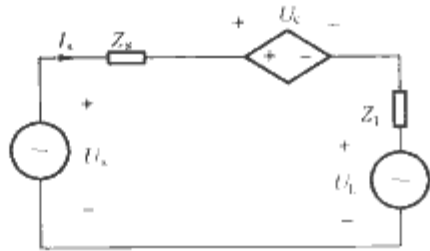


图 11.3-33 串联有源电力滤波器等效电路

而对基波阻抗为零。根据谐波等效电路可得

i_sh = (u_sh - u_Lh) / (Z_s + Z_L + K) (11.3-36)

式中：u_sh 和 u_Lh 是电网电压、负载电压中的谐波成分。若 K >> 1p.u.，则

i_sh ≈ 0 (11.3-37)

这就是阻抗控制方法的基本原理。

显然，K 越大，电网谐波电流越小，APF 滤波效果也就越好。但在实际应用中，K 是不能任意取值的，K 越大，系统越倾向于不稳定，这是这种控制方法的不足。

(2) 谐波电压控制模式。当串联 APF 控制为

u_c = -u_Lh (11.3-38)

同样可以抑制谐波电流的产生，此时

i_sh = (u_sh - u_Lh + u_Lh) / (Z_s + Z_L) = u_sh / (Z_s + Z_L) (11.3-39)

式 (11.3-39) 表明这种控制模式下，线路谐波电流仅由电网电压畸变决定，当电网电压无畸变时，i_sh ≈ 0，抑制了负载谐波源谐波对电网的注入。

此外，串联 APF 也可以控制为 u_c = u_sh，用来分别抑制电网谐波电压引起的谐波电流和在负载端引起的电压畸变，属于电压质量控制的内容。

负载电压的谐波检测和并联 APF 负载电流的谐波检测类似，即串联逆变器跟踪负载谐波电压指令，达到抑制电网电流谐波的目的。

2.1.3 混合有源滤波器

鉴于目前电力电子器件可控容量有限，混合型有源电力滤波 (Hybrid Active Power Filter, HAPF) 将 APF 和无源电力波滤波 (PF) 相结合，可在达到良好补偿目的同时，有效地减小有源部分的容量和应力。

HAPF 的结构是多种多样的，其基本类型主要有如下四类：1987 年，Takeda 等的并联 APF 加并联 PF 的混合有源电力滤波器 (HAPF)；1988 年，F. Z. peng 等的串联 APF 加并联 PF 的 HAPF；1990 年，H. Fujit 等的 APF 与 PF 相串联的 HAPF；1994 年，H. Akagi 等的串联 APF1 和并联 APF2 的 HAPF。其单相等效原理如图 11.3-34 所示，特点比较见表 11.3-7。

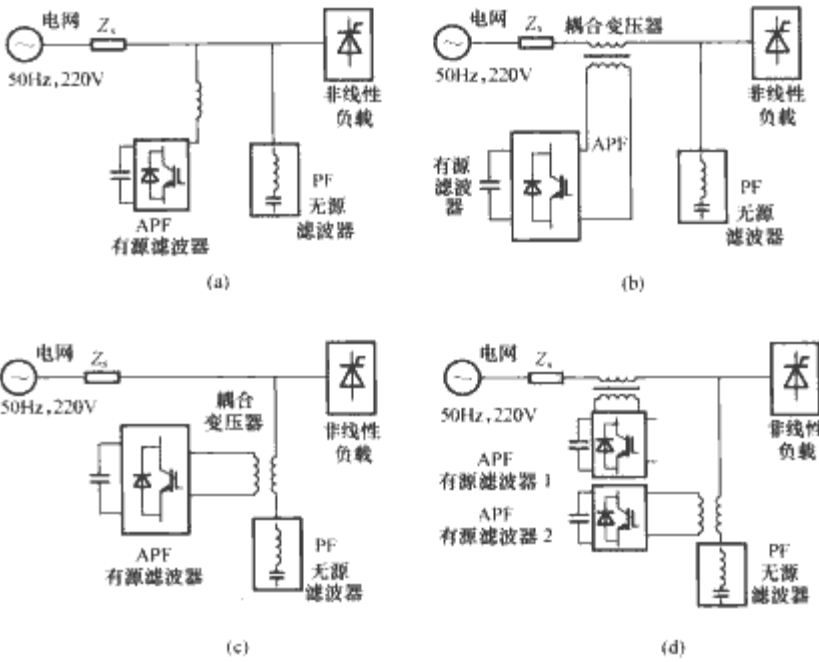


图 11.3-34 基本的混合有源电力滤波器
(a) 并联 HAPF；(b) 串联 HAPF；
(c) 并联 HAPF 之二；(d) 串并联 HAPF

表 11.3-7 4 种 HAPF 的特点比较

电路	并联 HAPF	串联 HAPF		并联 HAPF 之二		串并联 HAPF
控制	$I_c = I_{Lh}$	$U_c = -U_{sh}$	$U_c = kI_{sh}$	$U_c = -U_{sh}$	$U_c = kI_s$	$U_{c1} = kI_s$ $U_{c2} = -U_{sh}$
作用原理	CCCS 谐波对消	VCVS 谐波对消	CCVS 隔离+阻尼	VCVS 谐波对消	CCVS 谐波对消	CVVS+VCVS 对消+隔离
应用场合	电网，装置	装置，PCC		电网，装置		PCC
优点	可无功补偿； 连接方便	充分利用现有 PF；APF 容量小		适于高压系统；连接方便		补偿特性好
缺点	APF 容量大； 有谐振可能； 只适于感性负载	连接不方便；引入负载电压畸变		对电网谐波电压敏感		两个 APF，成本高

从表 11.3-7 可见，各类 HAPF 均有其各自的特点，下面分别作简单介绍。

(1) 串联 HAPF。图 11.3-35 为串联 HAPF 的电路结构。它由并联的无源滤波器和串联在 PPF 与电源之间的

APF 组成。PPF 一般由 5 次、7 次和高通滤波器组成。有源滤波器 APF 一般由电压型 PWM 开关变流器组成,通过耦合变压器串联入电网中,在控制器的控制下,APF 产生与控制目标(如谐波电流或谐波电压)相关的谐波电压。电感 L_r 和电容 C_r 组成 PWM 的开关纹波滤波器。耦合变压器还兼有电压等级匹配、阻抗变换的功能。

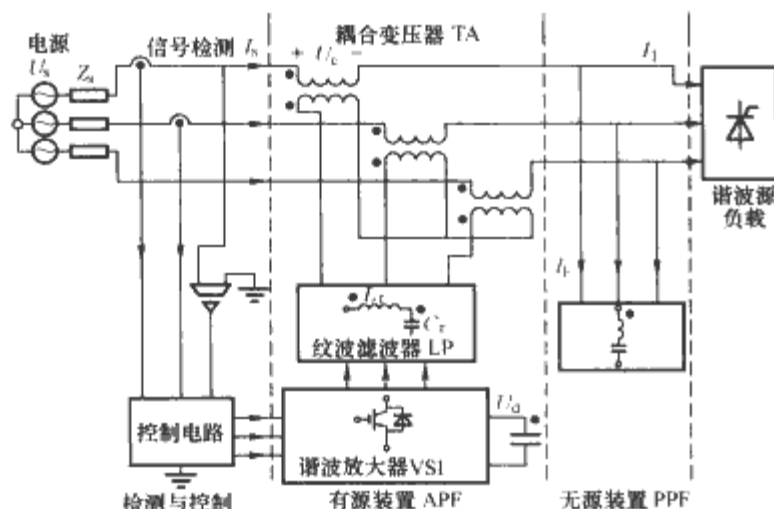


图 11.3-35 串联 HAPF 电路结构

控制器快速检测谐波,如 i_s 中的谐波成分 i_{sh} ,或 u_s 中的谐波成分 u_{sh} ,形成补偿电压指令 u_c^* ,通过 PWM 调制,控制 VSI 产生与 i_{sh} 或 u_{sh} 相关的可控电压 u_c ,从而达到对变化谐波进行实时补偿的目的。令

$$U_c = k I_{sh} \quad (11.3-40)$$

控制串联 APF 部分为一个电流控制电压源,可得图 11.3-36 所示串联 HAPF 的等效电路。

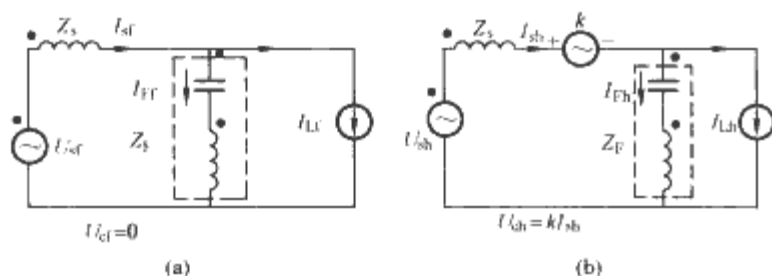


图 11.3-36 串联混合有源滤波器等效电路

(a) 基波等效电路; (b) 谐波等效电路

由谐波等效电路和叠加原理可得

$$I_{sh} = \frac{Z_F}{Z_s + Z_F + k} I_{Lh} + \frac{U_{sh}}{Z_s + Z_F + k} \quad (11.3-41)$$

当 $k=0$ 时,相当于仅装 PPF 的情况,其滤波效果由 PPF 和电网在谐波频率处的阻抗决定。装设 APF 后,若 $k \gg Z_s + Z_F$,即可使得 $I_{sh} \approx 0$,即抑制了负载谐波电流向电网的传递。

例如:一台 50kVA 串联 HAPF 装置,安装于某一工业现场,实现对其变频调速器产生的谐波进行补偿。安装 HAPF 系统前、仅安装无源器和安装串联 HAPF 后三种情况下电网电流波形如图 11.3-37 所示。

(2) 几种高负载容量/有源容量比的并联 HAPF。HAPF 的特点是有源部件容量小,在成本和技术可行性方面较为适合中压大功率应用。采用改进 HAPF 有源部件谐波电流注入方式,可以进一步减小有源部件的功率容量。

以并联 HAPF 为例,图 11.3-38 和图 11.3-39 给出了几种不同补偿谐波电流注入结构原理。

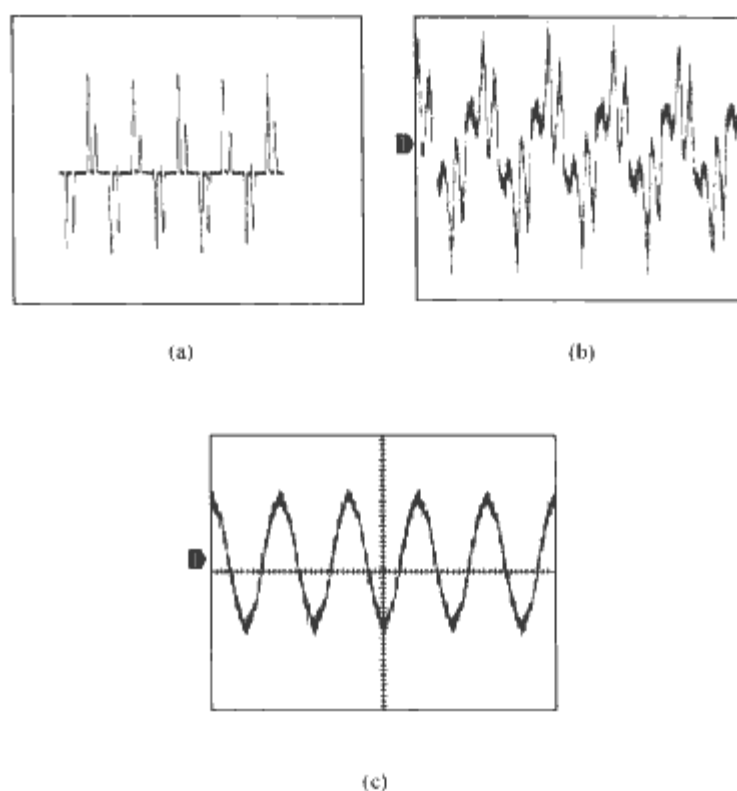


图 11.3-37 串联 HAPF 现场应用波形

(a) 投运 HAPF 前; (b) 仅投入无源滤波器组; (c) 投运 HAPF 后

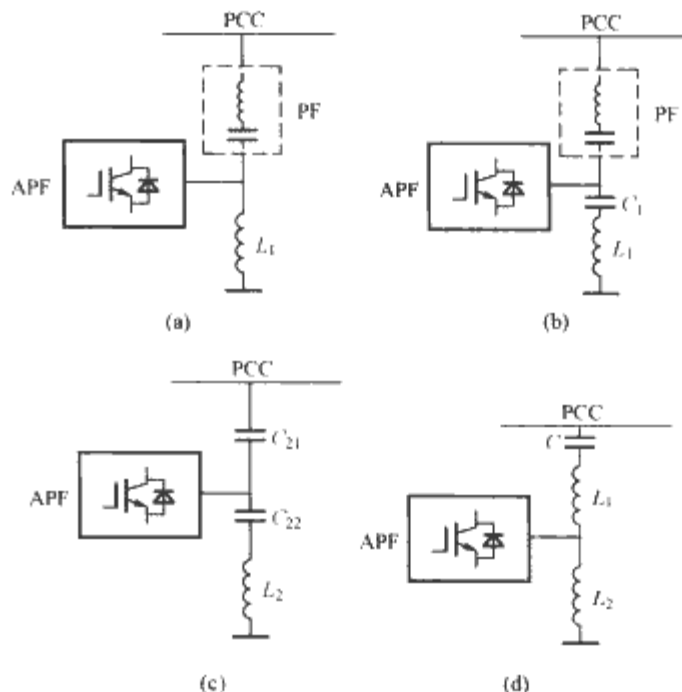


图 11.3-38 几种基波电流旁路提高

负载容量/有源容量比的并联 HAPF

(a) 电感 (L_1) 旁路滤波器无源注入; (b) 串联谐振 (L_1C_1) 无源滤波器注入; (c) 串联谐振 (L_2C_{22}) 旁路电容 (C_{21}) 注入; (d) 基波 (L_2) 3 次 (L_2L_1C) 旁路 5 次 (L_1C) 注入

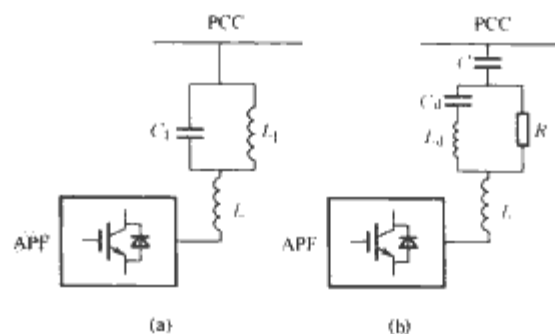


图 11.3-39 几种基波高阻提高负载容量/有源容量比的并联 HAPF

(a) L_1C_1 并联谐波注入; (b) C 型高通注入

2.2 其他有源电能质量控制器

2.2.1 有源静止无功补偿 (SVG)

有源静止无功补偿,是指采用自换相的电力半导体器件构成变流器的方式来进行动态无功补偿的装置。为区别于 SVC 无功补偿技术,称为静止无功发生器 (Static Var Generator, SVG),或称为高级无功补偿器 (Advanced SVC, ASVC)。借鉴于输电系统的静止同步无功补偿 STATCOM 的名称,SVG 又称为配网 STATCOM (Distribution STATCOM, DSTATCOM)。早期采用强迫换相晶闸管变换电路的 SVG 就成功投入运行过,随着电力电子器件的发展,全控型器件如 GTO、IGBT 的出现,SVG 发展成为最先进的无功补偿技术之一。

变流器根据控制可以产生大小、相位可控制的输出电压或电流。在配电网并联无功补偿中,产生超前或滞后电网电压 90° 的正交电流,达到补偿感性或容性无功的目的。与传统的无功补偿技术相比,有源无功补偿 SVG 能同时补偿容性或感性无功,具有响应速度快、无谐波畸变、连续补偿、设备体积小等优点。但其技术要求较高,系统较为复杂,成本较高。

配电网 SVG 多采用并联接入方式 (串联变流器型无功补偿参见本篇第 2 章),具有与并联有源滤波器类似的结构,如图 11.3-40 所示。无功电流检测电路检测负载电流中的无功成分;控制算法部分综合补偿目标形成电流补偿指令;脉冲调制部分产生相应的 PWM 脉冲;驱动环节用 PWM 脉冲使变流器主电路的输出跟踪无功电流或电压,达到补偿负载无功、提高功率因数的目的。

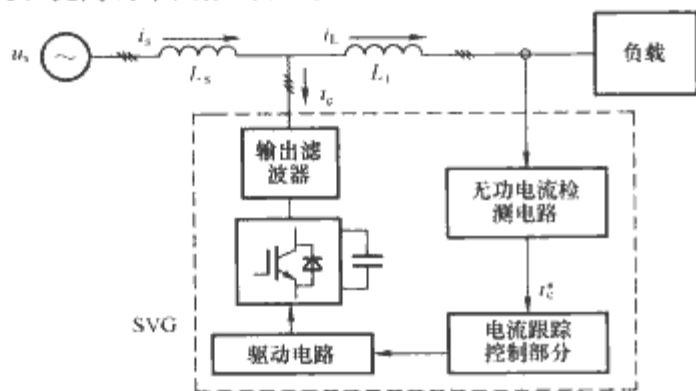


图 11.3-40 SVG 系统结构图

由图 11.3-40 可见,SVG 的结构、原理和控制过程与 APF 大致一致。主要差别在于:

- 1) 仅处理基波无功,一般装置频率带宽要求要低。
- 2) 功率容量需求更大。
- 3) 检测和控制对象为基波量。

SVG 可分为基于控制基波电流和基于控制基波电压的两种。

(1) 基于控制基波电流的 SVG。图 11.3-41 所示为 SVG 并联接入主电路结构图,由基波变流器、耦合变压器、连接装置组成。其中,连接装置可以是电感、电容或它们的组合。

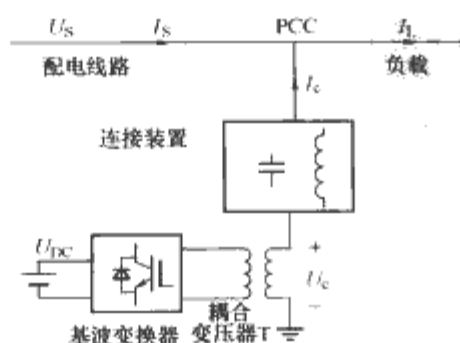


图 11.3-41 SVG 并联接入主电路结构图

基于基波电流的控制,是直接控制输出补偿电流 I_c 跟踪无功电流参考值 I_Q^* 的一种方法。可以采用滞环电流闭环或三角载波 PWM 方式。也可以采用图 11.3-42dq 坐标系下直接闭环。这样做的好处是在 dq 坐标系下,基波无功电流在 q 轴是直流量,可以利用 PI 调节实现无静差跟踪。

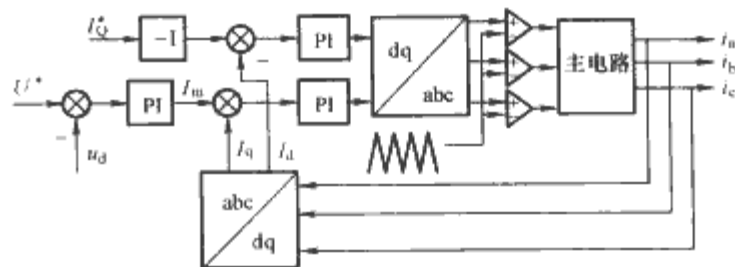


图 11.3-42 一种采用 dq 变换的直接无功电流控制

图 11.3-42 中, I_Q^* 是给定的参考无功电流。由于一般 SVG 不具备直流储能环节,因而采用直流电容器作为能量交换的缓冲环节。为了维持直流电容电压的稳定,在忽略变流器损耗的条件下,SVG 输出电流 I_c 只能是超前或滞后母线 PCC 点电压 $\pm 90^\circ$ 的无功电流。然而,实际变流器损耗的有功功率会引起直流电压电容的持续下降,因此,图中 d 轴也加入了 U_{dc} 的慢速调节。

直接无功电流控制补偿的好处是原理直观,设备 UI 特性运行于两个象限,即容性和感性无功的补偿。但补偿无功的全部容量需由 SVG 提供。

(2) 基于控制基波电压的 SVG。配电网中,绝大多数负载消耗的是感性无功,因此,在不需要提供容性无功补偿时,可以采用基于电压的控制方法。此时,图 11.3-41 中连接装置采用的是无功补偿电容器 C ,同时对图中的 U_c 进行与电网电压同步的控制,且为

$$U_c = kU_s \quad (k = 0 \sim 1, \text{由负载无功变化范围确定}) \quad (11.3-42)$$

此时,SVG 提供的容性无功为

$$Q_c = (U_s - U_c)^2 / X_c \quad (11.3-43)$$

在 $k=0.4$ 时,SVG 承担 40% 的电网电压,此时整个装置能提供的容性无功补偿变化范围是 36%~100% 倍的电容器无功功率。从而可以节省每千伏安补偿成本。

与电流控制不同,这种控制模式下的 SVG 只能单象限运行,其 UI 特性平面面积只有电流控制的一半,如图 11.3-43 所示。

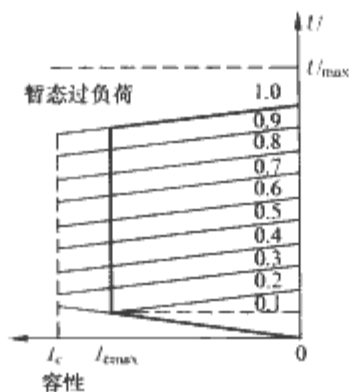


图 11.3-43 电压控制 SVG 的 UI 特性

一般无功补偿的 SVG 比有源滤波装置功率容量要大、中高压应用需求也更多。此时的 SVG 主电路可以采用前述的多电平 (含级联)、变压器隔离串联和多模块并联等方式。但单纯 SVG 由于只输出基波,对器件的开关频率要求不高,可以采用 GTO 或 IGCT 等大容量低速器件。

此外,实际应用的 SVG 还常常与其他无功补偿装置,

如固定电容器、TCR、TSC 等组合使用,以降低成本。在谐波比较严重的应用领域,还可与无源或有源滤波结合应用。

2.2.2 负载不平衡校正

配电网中,负载可能存在严重的不平衡。三相三线制不平衡负载电流可以分解为对称的正序和负序分量之和;三相四线制中则还有零序分量。负序和零序电量及不平衡的存在,会引起配电变压器及电机设备发热、设备利用率下降,甚至损毁设备。

在我国,电气化铁路和交流电弧炉产生的负序电流占电力系统中负序电流的主要部分。虽然在配电分相时,已尽可能做到相间平衡来减少负序和零序电流;也有的采用无源等平衡装置的方法。这些方法虽然可以减小负序和零序电流,但对于像电气化铁路这类大容量的单相负载,其产生的负序电流仍很难得到根本抑制和消除。

基于变流器的电能质量控制器可以用于抑制负载电流的不平衡,从而减少负序或零序电流。图 11.3-44 给出了三相三线系统中,采用有源电力滤波器 APF 抑制谐波和负序分量前后的能量流向示意图。

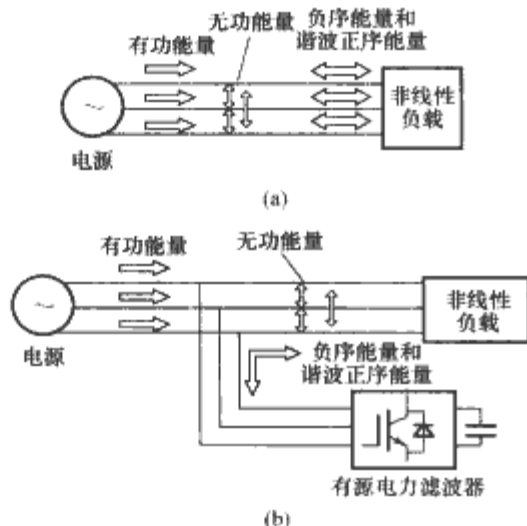


图 11.3-44 三相电路中有源电力滤波器、电源和负载的能量交换

(a) 谐波、无功、负序电流补偿前;
(b) 谐波、无功、负序电流补偿后

图 11.3-4 表明:三相三线制系统中采用 APF 不仅可以补偿谐波、无功,而且可以校正负序电流。由于无功三相系统瞬时无功电能等于零(在相间交换),因此,有源装置进行无功补偿前后,都不需要补偿装置提供能量交换。校正后的负序(基波和谐波)和谐波正序能量,由校正前流向电网支路改为流向 APF,使得电网仅提供基波正序有功电流,从而实现了负载电流的谐波、无功和负序(不对称)的补偿。

图 11.3-44 中补偿负序电流的有源装置,直接利用了三相三线制 APF,因而其主电路无特殊性。补偿负序需要专门考虑的是负序电流的提取。

其实,根据对称分量法将不对称三相电流可分解为对称的正序、负序、零序分量之和(三线制系统,零序电流分量等于零),即 $i_n = i_n^+ + i_n^- + i_n^0$,其中 n 表示基波和谐波的次数,+, -, 0 表示正、负、零序。可以证明:如果将式(11.3-21)中的 C_{φ} 中的任意两列互换,得到的 dq 直流分量是三相电流中的基波负序,即

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = CC'_{\varphi} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11.3-44)$$

其中,取 $C'_{\varphi} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$, 则

$$\begin{cases} \bar{i}_d = \sqrt{3} I_1^- \cos(\varphi_1^-) \\ \bar{i}_q = -\sqrt{3} I_1^- \sin(\varphi_1^-) \end{cases} \quad (11.3-45)$$

由此经逆变换得到的基波电流即为基波负序成分,其原理框图如图 11.3-45 所示。

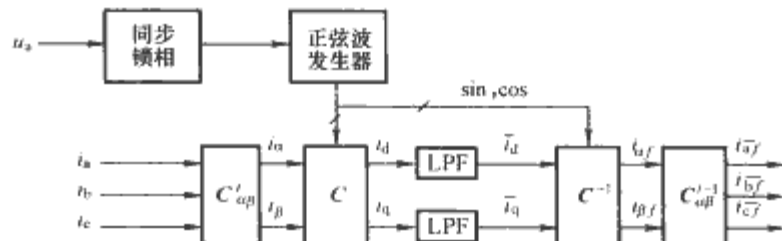


图 11.3-45 负序电流分量的提取原理框图

由于三相四线制系统的不对称,零序分量不等于零。实现该类不平衡负载的补偿就需要采用三相四桥臂的变流器(参见图 11.3-25)。图 11.3-46 是其原理框图,其中的零序分量可以采用 dq0 变换得来,但通过三相电流瞬时和相加更简便,即

$$i_0 = (i_a + i_b + i_c)/3 \quad (11.3-46)$$

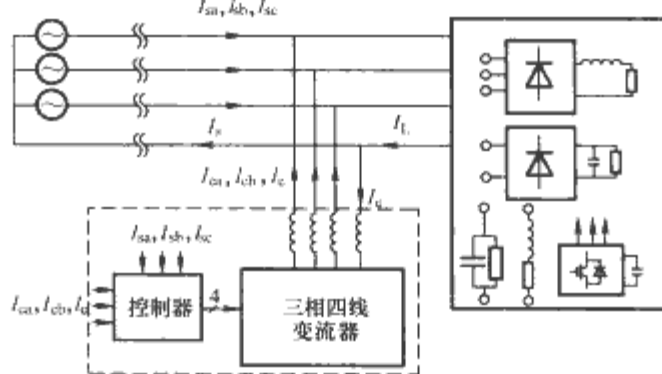


图 11.3-46 三相四线系统有源负载不平衡校正器框图

主电路采用图 11.3-46 所示的三相四桥臂结构。图 11.3-47 是采用这种结构的不平衡+谐波补偿的实验波形。其电网电流 THD 从补偿前的 27% 下降为 6.8%,不平衡度从 42% 下降为 7%。

2.2.3 中性线电流有源控制技术

在以上三相四线制不对称负载中,零序电流会流过中性线。这是通常意义上基波意义的中性线电流。只要负载不对称,中性线电流就会不等于零,如图 11.3-48 (a) 所示。

然而,随着非线性负载的广泛应用,即使负载对称也会有较大的中性线电流,如图 11.3-48 (b) 所示。并且中性线电流以 3 次及其倍数为,具有谐波的特征。而高频谐波带来的发热危害较基波中性线电流更严重。

中性线电流过大会带来一系列的问题。如中性线过载、变压器损耗、发热加剧、造成中性点电位漂移、EMI 干扰等。传统的减小中性线电流的方法中:①增加中性线设备容量的方法由于谐波高频集肤效应等原因,效果不明显,还会增加成本;②变压器降额使用的方法治标不治本,设备利用率低;③独立设置中性线有时实现困难;④串入限流阻抗则会造成中性点电位漂移,影响负载安全。

(1) 串联有源中性线电流抑制方法。与 APF 类似,中性线电流抑制也有串联和并联两种方式。其基本原理如图 11.3-49 所示。

变流器输出可以采用电流控制或电压控制,如

$$u_{AF} = ki_{Nn} \quad (11.3-47)$$

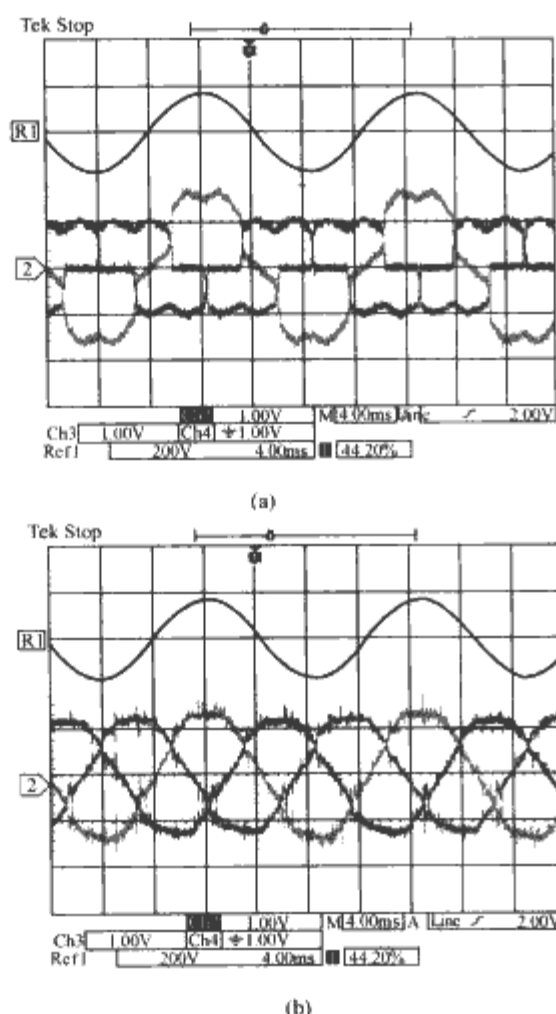


图 11.3-47 三相四线负载不平衡与谐波电流的有源补偿波形
(a) 补偿前; (b) 补偿后

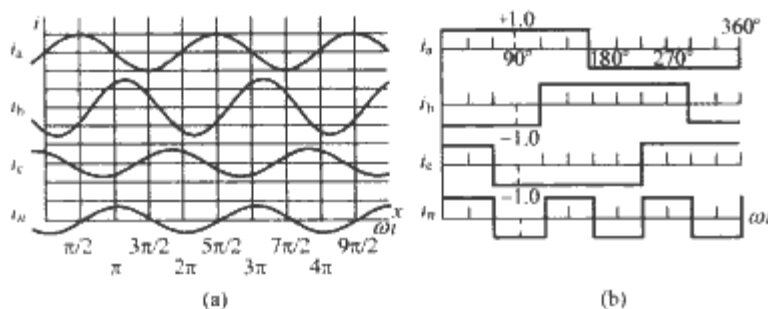


图 11.3-48 线性负载与非线性负载产生中性线电流的机理
(a) 不平衡线性负载产生中性线电流;
(b) 平衡非线性负载产生零序中性线电流

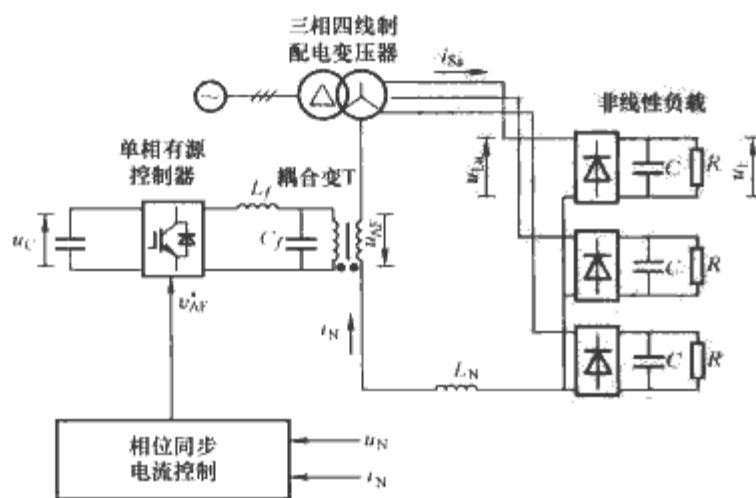


图 11.3-49 串联有源中线电流控制器

即控制有源部件输出一个与中性线电流谐波成分成比例的电压, 相当于一个大小为 k 的谐波阻抗, 而对基波呈零阻抗,

从而抑制了中性线电流的大小。

由于串联变流器对基波电流是低阻抗, 因此不会引起基波中性点电位漂移。当然, 负载侧中性点电位会存在零序谐波脉动。它仅用一个单相 APF 装置便可抑制三相四线制系统中的中性线电流的谐波向电网注入。对于电压型非线性负载的中性线电流抑制效果良好, 而且, APF 部件容量很小。

(2) 并联中性线电流控制器。采用图 11.3-46 三相四线 APF 的原理, 可以实现中性线电流基波和零序高次谐波的共同补偿, 而且不会引起中性点电位漂移。并联有源中性线电流补偿示意图如图 11.3-50 所示。

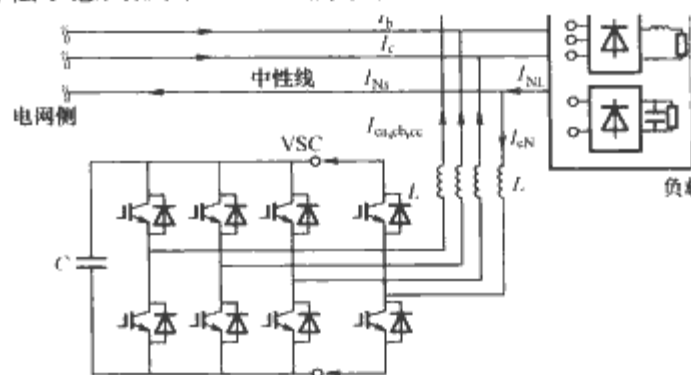


图 11.3-50 并联有源中性线电流补偿示意图

采用直接电流控制法, 让第四桥臂的输出电流 $I_{cN} = I_{NL}$, 负载产生的中性线电流 (基波和谐波) 流入变流器, 通过变流器的直流侧后, 由三个相线构成一个本地回路, 从而抑制了中性线电流向电网侧的注入, 同时避免了中性点电位的漂移。图 11.3-51 给出了对基波中性线电流的抑制实验波形, 其中性线电流减小为原来的 18%。

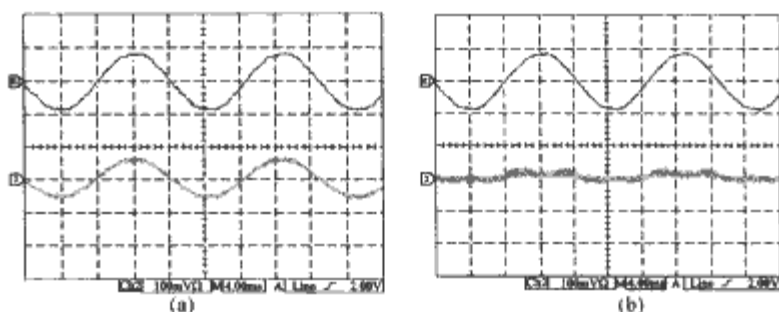


图 11.3-51 并联中性线电流有源抑制装置实验波形
(a) 补偿前; (b) 补偿后

3 电压质量有源控制技术

3.1 电压质量问题及分类

实际配电网中存在各种电压质量问题。按持续时间长短可分为稳态、短时和暂态三类, 见表 11.3-8。动态电压质量示意图如图 11.3-52 所示。

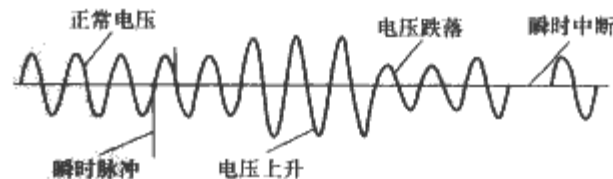


图 11.3-52 动态电压质量示意图

电压质量问题会带来诸多危害, 必须得到有效控制。传统的机电式控制方法作用有限, 特别对于响应速度快、精度要求高的电压质量问题, 如短时、暂态和谐波问题等, 基本无能为力。

表 11.3-8 主要电压质量问题分类

分类	典型时间	典型形式	典型幅值
稳态 ($>60\text{s}$)	持续 sustaining	停电 outage	$<0.1\text{p.u.}$
		过电压 over voltage	$1.1\sim 1.2\text{p.u.}$
		欠电压 under voltage	$0.8\sim 0.9\text{p.u.}$
		谐波 harmonics 间谐波 interharmonics 不平衡 imbalance 波动/闪变 fluctuation/flicker 切痕 notches 直流偏置	
短时 ($0.5\text{周}\sim 60\text{s}$)	暂时 temporary ($30\sim 60\text{s}$)	中断 interruption	$<0.1\text{p.u.}$
	瞬时 momentary ($30\text{周}\sim 30\text{s}$)	凹陷下跌/骤降 sags	$0.1\sim 0.9\text{p.u.}$
	即时 instantaneous ($0.5\sim 30\text{周}$)	凸起 swells	$1.1\sim 1.8\text{p.u.}$
瞬态 ($<0.5\text{周}$)	毫秒级 ($>1\text{ms}$) 微秒级 ($50\text{ns}\sim 1\text{ms}$) 纳秒级 ($<50\text{ns}$)	瞬态脉冲 transients pulse 冲击 impulse	

不间断电源 (UPS) 可在一定程度上解决部分电压质量问题,但其一般要处理全部负载功率,因此成本高、容量小。基于电力电子的动态电压调节器/恢复器 (Dynamic Voltage Regulator/Restorer, DVR) 可以有效补偿电网电压。按照不同应用目的, DVR 的主要性能指标的侧重点不同,如用于对电压中断或停电敏感的负载提供电压支持 (恢复) 的 DVR,重点是提供有功功率的能力;用于瞬态电压抑制的 DVR,则要求快速的动态响应;用于稳态谐波电压抑制的 DVR,则侧重于稳态精度指标等。

3.2 动态电压恢复器 (DVR)

3.2.1 DVR 基本原理

如图 11.3-53 所示, DVR 的基本原理是:通过检测出电网电压中的有害成分,生成控制电压指令,串联变流器跟踪电压指令信号,产生一个大小相等、方向相反的抵消电压,敏感负载就可以得到幅值满足要求的电压。实际运行的 DVR 控制要复杂些,方式也是多样的。与串联有源无功补偿 (SSSC) 或滤波器 (SAPF) 等不同的是, DVR 一般带有直流储能环节,以提供一定时间的有功支持。

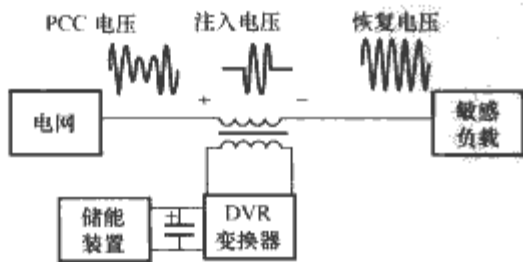


图 11.3-53 DVR 基本原理

3.2.2 DVR 电路结构

(1) 主电路拓扑。用作 DVR 的串联变流器结构主要包

括三相半桥和三单相全桥电路等。前者主要问题是相间存在耦合,必须采用隔离变压器以防止相间短路;后者则可以通过独立直流母线或直流隔离技术省去隔离变压器。独立直流母线需要 3 个直流电压控制环,也不能公用储能装置,不利于优化容量配置和利用,如图 11.3-54 所示。其中,图 (c) 是为了提高电压输出能力常见的 H 桥多级主电路,具有较好的模块化结构。

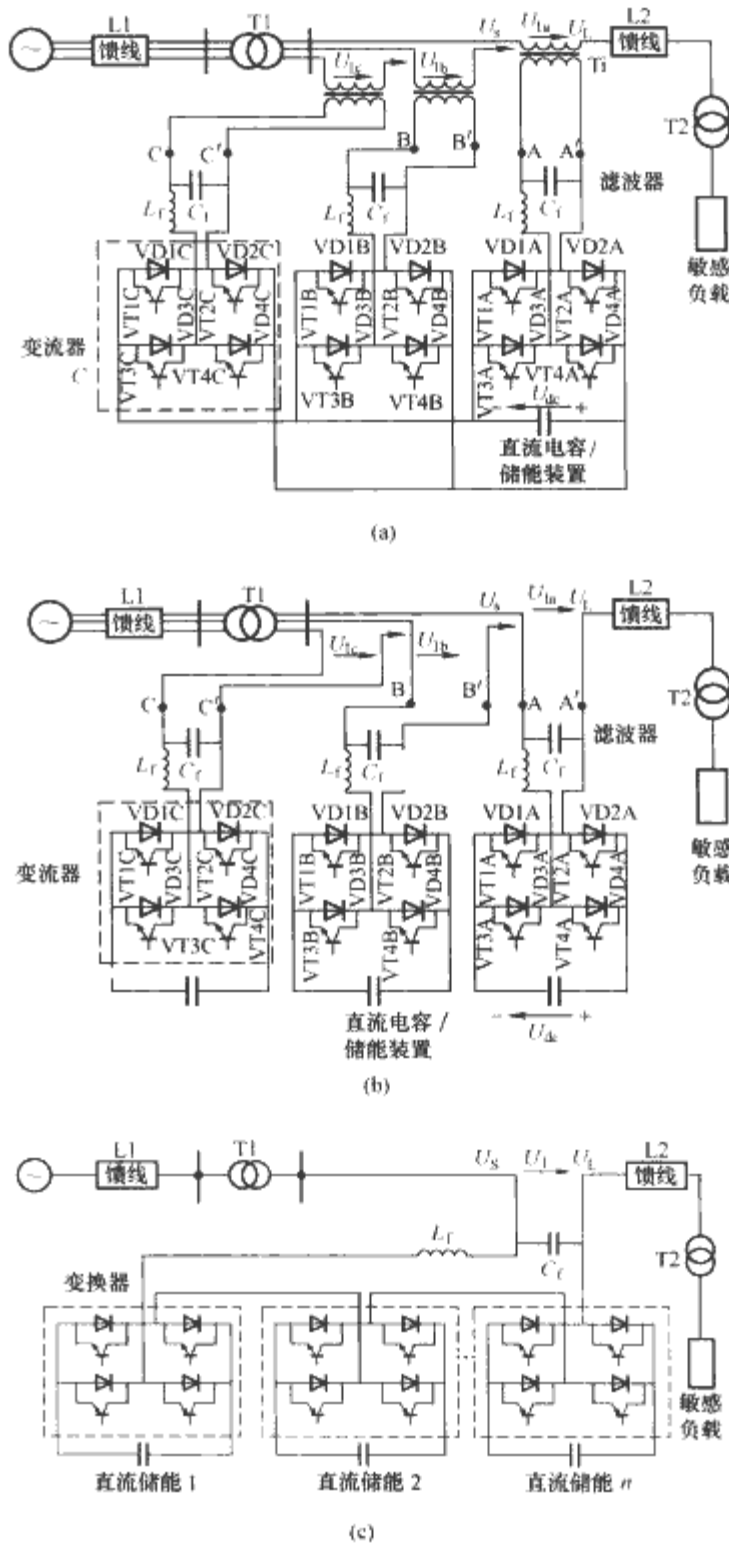


图 11.3-54 三单相桥式 DVR 主电路结构

(a) 带变压器隔离; (b) 独立直流母线;
(c) H 桥级联独立直流母线

(2) DVR 注入变压器模型。理论上, DVR 可以不采用耦合变压器。但在高压应用中,为了降低变流器电压应力、实现高压隔离,变压器是不可避免的。因此, DVR 变压器需要重点考虑如下问题:

1) 变流器以高频 PWM 方式工作,其开关纹波和 DVR 输出的高频补偿信号产生的损耗将使其发热严重。

2) 变压器的通带频率范围限制了 DVR 高频补偿特性和动态响应,这对诸如稳态谐波补偿、短时或瞬时电压质量补偿会产生较大影响。

3) 开关变流器一般需要纹波滤波。如采用 LC 二阶滤波器, 此时考虑注入变压器参数的 DVR 等效电路见图 11.3-55。

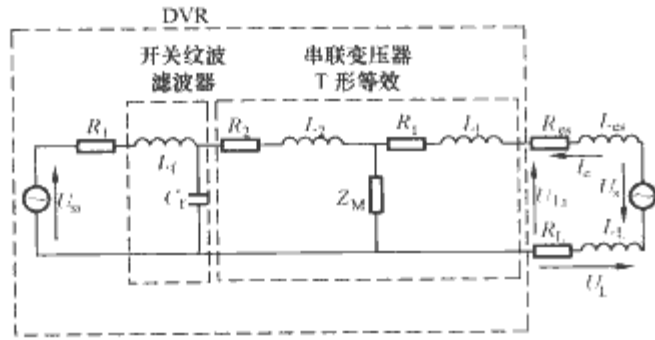


图 11.3-55 考虑注入变压器参数的 DVR 等效电路

如图 11.3-55 所示, 变压器的漏电感和 LC 滤波器构成高阶电路。若 DVR 采用直接电压反馈 (即电容 C_1 两端电压), 由于漏感等的影响, 会产生幅度相位误差, 降低补偿性能。如果采用一次侧电压反馈, 也就是把变压器参数包含在闭环内, 则不仅给控制电路带来绝缘问题, 而且控制对象变为了三阶的 LCL 滤波器, 给控制器设计也带来困难。

4) 此外, 变压器还存在饱和及电压跌落时的瞬间涌流等问题, 需要较为复杂的设计。

(3) 直流母线能量环节。DVR 为了实现有功功率的支持, 一般备有储能环节, 采用蓄电池、超级电容储能较为常见。蓄电池有加大的能量密度, 但功率密度较低, 不能进行快速充放电, 而在用于短时或瞬时抑制的 DVR 中, 响应速度是非常重要的。超级电容具有较高的功率密度、可以快速充放电。但一般超级电容单体电压较低 (约 2~3V), 组合体电压也只有几十伏, 这就需要附加双向 DC/DC 变流器, 无疑增加了设备复杂性, 造成整体效率的下降等。

自带整流电路的 DVR 可以减小对储能环节的要求。图 11.3-56 是带整流电路的 DVR 的两种结构。图 11.3-56 (a) 中整流电路在电网正常和跌落时所要承担的电压有较大的差别, 需要宽电压范围设计。图 11.3-56 (b) 中并联变流器承受的交流电压相对稳定, 但吸收的有功功率需要通过串联变流器, 增大了串联变流器的电流容量。两种结构在电压中断或停电时, 有功支持都仍然依赖于储能环节的容量。

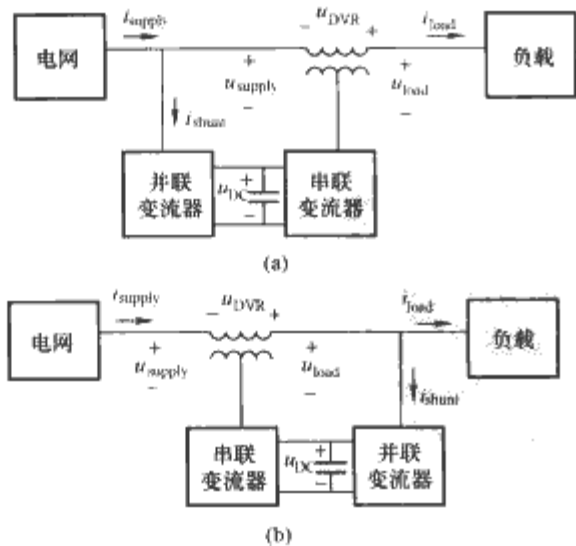


图 11.3-56 两种带整流电路的 DVR 结构

(a) 并联变流器接于补偿点的网侧;
(b) 并联变流器接于补偿点的负载侧

图 11.3-56 相当于两个有源部件的 UPQC 的结构, 但这里的并联部分仅提供有功能量的支持。

此外, 在双馈电回路中还可以利用另外的馈电线路提供

能量支持, 结构上类似于本篇第 2 章讨论的广义统一潮流控制器 (GUPFC)。这需要有较高的电网条件。

3.2.3 DVR 的控制

常见的 DVR 控制方式有前馈和反馈控制两种。控制可以即时检测电网电压的跌落, 控制器直接将检测得到的补偿电压指令作为调制信号, 控制串联逆变器输出跟踪的注入电压 U_{DVR} , 如图 11.3-57 中的前向通道。DVR 电压前馈控制简单易行、动态响应快, 但属于开环控制, 存在一定的稳态误差。

DVR 通过检测负载电压可以构成闭环控制, 但负载电压出现跳变后 DVR 才能得到响应, 动态速度慢。检测 DVR 输出电压的闭环控制, 会有较好的动态响应。图 11.3-57 中, DVR 采用复合控制, 即由电网电压前馈和 DVR 输出电压反馈组成。检测的负载侧电压用于与网侧电压相减得到变压器一次侧的 DVR 输出电压。补偿电压由 dq 变换实现。该控制具有较好的静态和动态性能。

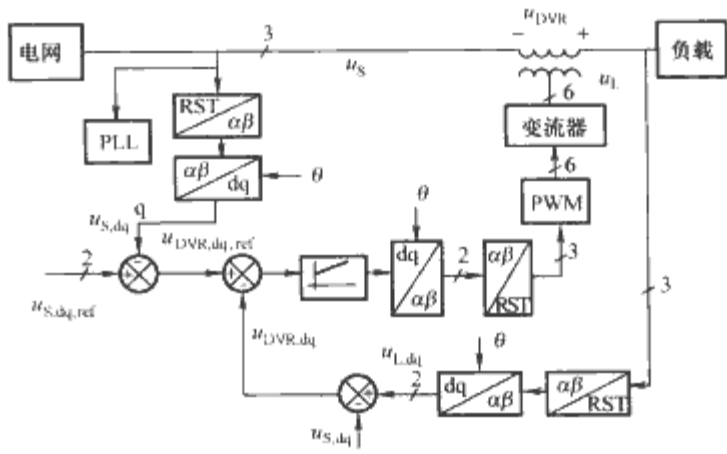


图 11.3-57 电网电压前馈和负载电压反馈的 DVR 控制框图

此外, 将负载电流组成带有电流反馈内环的双环控制策略, 可以进一步提高系统的负载动态性能, 适合于畸变等负载的快速电压恢复。

4 综合电能质量有源控制技术 UPQC

一般地, 串联电能质量控制器较为适合抑制电压质量问题, 而并联装置则较适合于电流质量的改善。如表 11.3-1 所列举, 电能质量问题多种多样, 同时, 从式 (11.3-28) 和式 (11.3-29) 可以清楚地看出: 电压和电流质量问题是互相关联、互相转化的。

综合电能质量控制器 (Unify Power Quality Controller, UPQC) 一般是指同时具有有源串联和有源并联变流器并通过直流母线连接在一起组成, 能同时对多种电能质量进行控制的综合装置。由于直流通道上可以进行有功功率的互相支持, UPQC 在控制方式上更加灵活, 在功能上也要强于独立直流母线的串并联有源控制器的组合。

4.1 UPQC 结构原理

UPQC 的基本结构如图 11.3-58 所示。通过检测电网电压、电流和负载电流便可以实现多种控制方案。

UPQC 的运行原理是: 串联变流器类似于 DVR 和串联 APF 控制, 用于改善电压质量 (谐波、幅度和瞬态等) 和隔离负载有害电流的互相传递; 并联变流器和并联 APF 类似控制其输出电流来补偿负载电流质量 (谐波、无功、不平衡等); 同时, UPQC 中的并联有源部件一般还需要控制直流

电压的稳定,平衡串联单元的有功交换。它们的控制框图如图 11.3-59 所示。

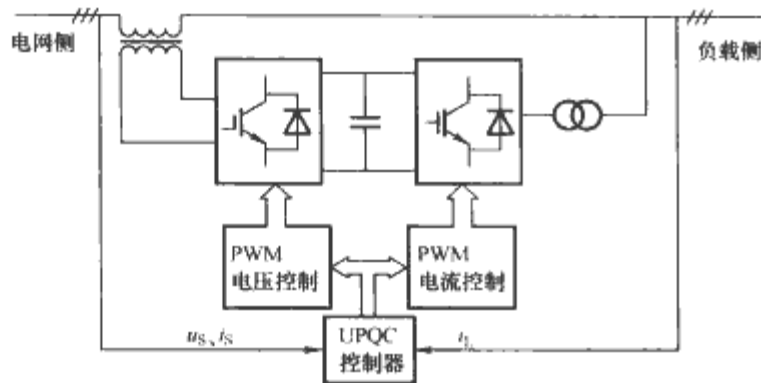


图 11.3-58 UPQC 基本结构

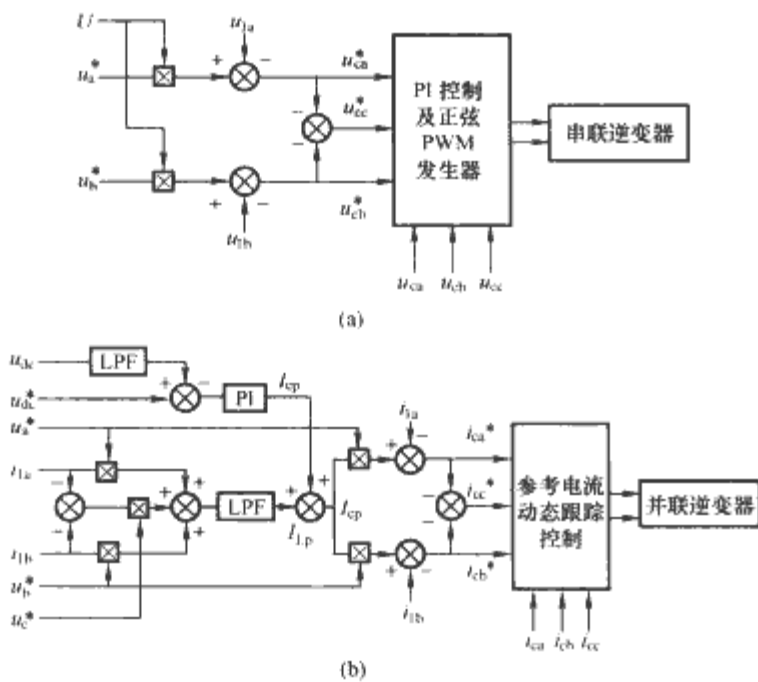


图 11.3-59 UPQC 的控制框图
(a) 串联部分的电压控制;
(b) 并联部分的电流及直流侧电压控制

4.2 模型实验

一个三相三桥臂串联和一个三相四桥臂并联的 UPQC 实验模型结构如图 11.3-60 所示。串联变流器和并联变流器通过公共直流母线背靠背 (BTB) 连接在一起。它具有多个电能质量控制的功能,见表 11.3-9。

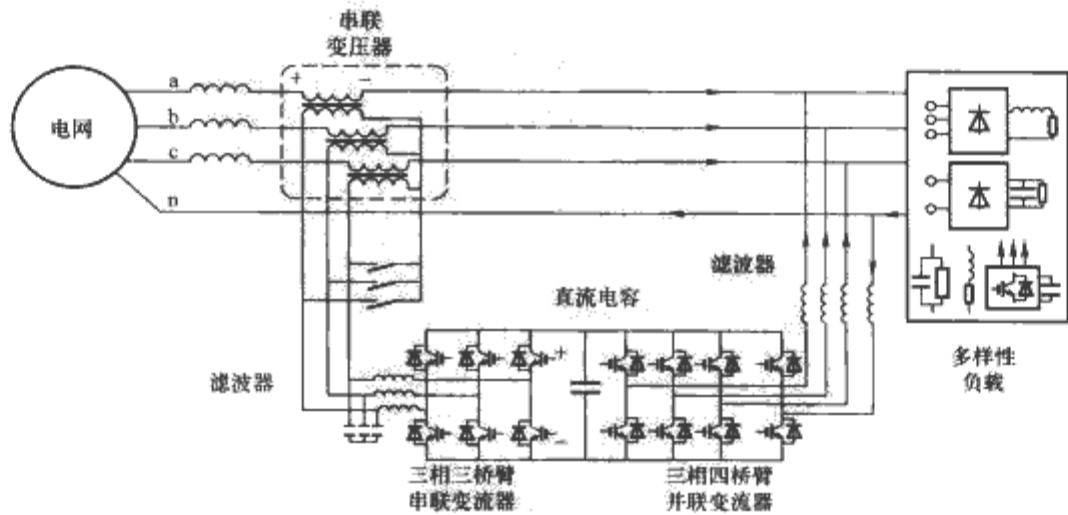


图 11.3-60 UPQC 实验模型结构

表 11.3-9 UPQC 模型功能

结构	串联部分	并联部分
电能质量问题	电网电压谐波补偿	负载谐波电流补偿
	电网电压幅度调节	负载无功电流补偿
	电网电压平衡	负载不平衡电流校正
	网压跌落和上凸补偿	中性线电流抑制
		(直流侧自恒压)
	冲击或 EMI 抑制	

串联变流器可抑制电网电压谐波、基波负序和正序的过、欠电压,使负载得到高质量的电能。并联变流器可补偿负载电流中的谐波、基波负序、零序和基波无功成分,使电网只需要提供基波正序电流,同时控制直流母线电压稳定。并联变流器在补偿谐波、基波无功、基波负序和零序时承担广义无功功率,除了补偿变流器自身损耗外,不需要处理基波有功功率。只有在电网电压出现基波正序欠、过电压时,并联变流器才需要和电网进行基波有功的交换,以平衡串联变流器的有功功率。

从上述 UPQC 的工作原理可以看到,UPQC 类似于带有整流电路的 DVR。所不同的是 DVR 一般只处理短时电压跌落,因此并联变流器只需工作在整流状态,而 UPQC 的并联变流器有可能工作在逆变状态。

模型电流实验波形如图 11.3-61 (a)、(b) 所示,电压补偿实验波形如图 11.3-61 (c) ~ (e) 所示。

结果显示:UPQC 对负载谐波和无功共同的抑制效果,电网电流 THD 从补偿前的 25% 下降为 5%,功率因数从 0.74 提高到接近于 1;对谐波和基波不平衡共同的抑制效果,电网电流 THD 从补偿前的 27% 下降为 6.8%,不平衡度从 42% 下降为 7%。

对电网电压幅度误差、不平衡和谐波畸变的抑制效果显著,如补偿前的电网电压幅值误差 33%,不平衡度 33%,THD=14%,补偿后幅值误差小于 5%,不平衡度小于 7%,THD 约 6%;短时电压跌落 33% 时,补偿后幅值误差小于 10%。UPQC 对瞬时电网电压过电压冲击 150% 也有较好的抑制效果。

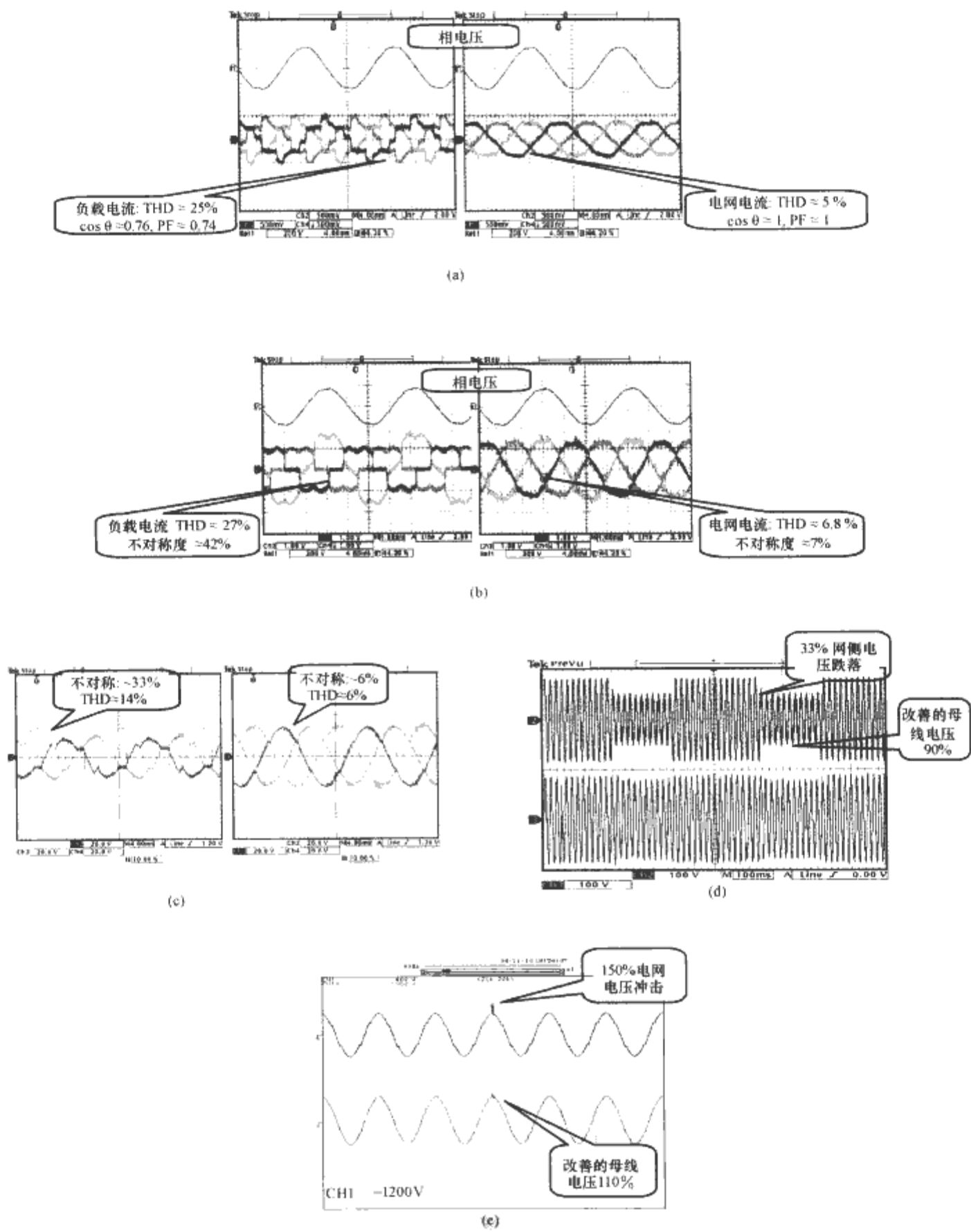


图 11.3-61 模型 UPQC 的实验波形

(a) 无功+谐波电流补偿; (b) 谐波+不对称负载电流补偿; (c) 电压幅度误差和不平衡补偿; (d) 电压动态调整; (e) 电压冲击抑制

第 4 章 直流输电 (HVDC) 技术

1 直流输电简介

1.1 直流输电发展简史

直流输电的发展大致可以分为早期、研究、重新兴起和迅速发展四个阶段,至今已有 100 多年的历史。而现代直流输电技术的发展,从 1954 年瑞典建成第一条跨海峡工业性直流输电线路开始,至今也有 50 多年的历史了。

(1) 早期阶段 (20 世纪 30 年代以前)。该时期的特点是:直流电源为直流发电机,由于直流发电机串联运行复杂、可靠性低,发展高电压大容量直流发电机又存在换相困难等技术问题,因此限制了直流输电的发展 (无论是输电电压、距离还是输送容量都受限)。

(2) 研究阶段 (20 世纪 30 年代至 50 年代)。该时期的特点是:①19 世纪末人们逐渐掌握了交流电路原理,使得交流输电技术迅速发展;②开始研究用各种器件构成的换流器作为直流电源,以取代直流发电机,并研制出了可控高压汞弧阀,为后来直流输电发展开辟了道路。

(3) 重新兴起阶段 (1954~1970)。由于海底电缆输电直流比交流优势明显,因此该时期的特点是以海底直流电缆输电工程为主。

(4) 迅速发展阶段 (1970 以后)。20 世纪 70 年代初成功研制出性能更加优越的晶闸管换流器,彻底解决了汞弧阀作为高压大功率直流电源时存在的一系列问题。此外,计算机控制技术迅速发展,使得 HVDC 得到了迅速发展。

20 世纪 80 年代,随着晶闸管技术的发展和现代电网发展的需要,高压直流输电取得了突破性的发展,全世界共建成了约 30 项直流输电工程,直流输电在电网中发挥了重要作用。在这期间,建设了背靠背工程 14 项;建设了输送距离长达 1700km 的扎伊尔英加—沙巴工程;建成了电压等级为 ±600kV 的巴西伊泰普水电站送出工程。直流输电的控制保护技术得到进一步的发展和完善。迈入 90 年代以后,随着电力电子技术、计算机技术和控制理论的迅速发展,高压直流输电技术日益完善,可靠性得到进一步提高。

我国从 20 世纪 70 年代初开始了直流输电技术的研究,起步较晚,但起点较高。1987 年,我国自行研制设备、自行建设的第一条 ±100kV 高压直流输电线路——舟山直流输电工业性试验工程顺利投运,标志着我国对直流输电技术的研究和应用开始进入国际行列。随后利用引进技术建成投运了数个 ±500 kV 高压直流输电工程,如葛上(葛洲坝—上海)直流输电工程,天广(天生桥—广州)直流输电工程,三常(三峡—常州)直流输电工程,三广(三峡—广东)直流输电工程和贵广(贵州—广东)直流输电工程等。目前在建的川沪(四川—上海)±800kV 特高压直流输电示范工程是世界上电压等级最高、输送距离最远、容量最大的直流输电工程。

1.2 交直流输电比较

1.2.1 经济比较与等价距离

1.2.1.1 直流与交流架空线路投资比较

假设直流输电采用双极中性点接地方式,且其对地绝缘水平、导线截面及电流密度与交流输电线路一样,有 $I_d = I_a$, $U_d = \sqrt{2}U_a$, 则

$$\left. \begin{aligned} P_d &= 2U_d I_d = 2\sqrt{2}U_a I_a \\ P_a &= 3U_a I_a \cos \varphi \\ \frac{P_d}{P_a} &= \frac{2U_d I_d}{3U_a I_a \cos \varphi} = \frac{2\sqrt{2}U_a I_a}{3U_a I_a \cos \varphi} = \frac{2\sqrt{2}}{3\cos \varphi} \bigg|_{\cos \varphi=0.95} \approx 1 \end{aligned} \right\} \quad (11.4-1)$$

式中: I_d 、 U_d 、 P_d 为直流电流、电压、功率, I_a 、 U_a 、 P_a 为交流电流、电压、功率。式(11.4-1)表明,与交流输电线路相比,直流输电线路只需 2 根导线,其有色金属、绝缘子、金具等节省约 1/3,而且还减小了杆塔荷载与线路走廊宽度。

1.2.1.2 直流与交流电缆线路投资比较

电缆绝缘在直流电压与交流电压作用下的电位分布及击穿机理不同,且一般直流情况下的容许工作电压要比交流情况下高出约 2 倍,例如 35kV 的交流电缆可容许在约 100kV 直流电压下工作,因此直流电缆的造价远低于交流电缆。

1.2.1.3 直流换流站与交流变电站投资比较

直流换流站的设备比交流变电站要复杂,除了必须的换流变压器外,还有晶闸管换流器、交/直流滤波装置、平波电抗器、控制系统及其他辅助设备,因此其投资要比等容量的交流变电站高很多 (约高出 50%~70%)。

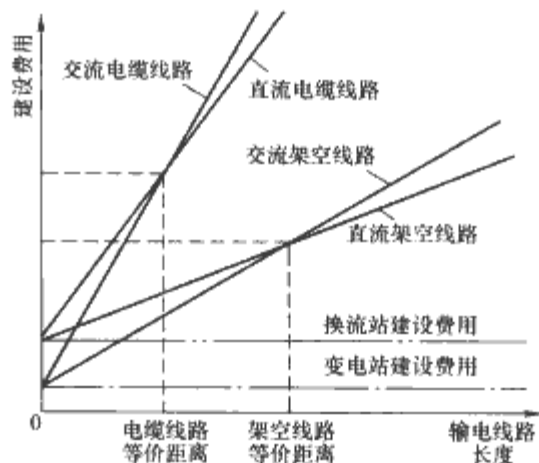


图 11.4-1 交直流输电建设费用与线路长度关系

1.2.1.4 直流输电与交流输电的等价距离

所谓等价距离,是指在输送功率及输电可靠性相同条件下,直流输电方式与交流输电方式相比,当输电距离达到某一长度时,直流线路比交流线路节省的那部分建设费用刚好抵偿直流换流站比交流变电站增加的那部分建设费用,这个输电距离就称作交直流输电等价距离,如图 11.4-1 所示。

1.2.2 综合经济比较

实际方案比较时,除了考虑上述建设费用外,还应综合考虑线路及设备的折旧费、运行维护费、电损耗费等动态因素,亦称年运行费用问题。

(1) 线路与设备的年折旧维护费用。主要包括输电线路、两端站内设备在运行中每年需提取的折旧费用,以及日常维护(小修、大修)费用。根据运行经验,线路与站内设备的年折旧维护费用占工程建设费用的百分数,交流与直流

大致相同, 约 20%~25%。

(2) 年电能损耗费用。指由线路和站内设备的年电能损耗与电能成本的乘积。交流输电主要计算线路和两端变电站内主变压器的年电能损耗; 直流输电除了计算线路和两端换流变压器损耗外, 还必须计算两端换流器的年电能损耗。据统计, 每端换流站的功耗占额定输送功率的比值一般在 1% 以内; 换流变压器与换流器两部分电能损耗之和通常约占换流站总能耗的 80%~90%; 输电线路的功耗在导线截面相同、输送有功功率相等条件下, 直流约为交流的 2/3。

(3) 抵偿年限。综合经济比较综合考虑了建设费用与年运行费用两方面情况。简单比较可暂不考虑投资实践价值, 如利率等, 并按式 (11.4-2) 计算抵偿 (回收) 年限, 当抵偿年限小于规定的标准抵偿年限时, 认为甲方案优于乙方案, 否则乙方案优于甲方案。

$$\text{抵偿 (回收) 年限} = \frac{\text{甲方案与乙方案建设费用之差}}{\text{乙方案与甲方案年运行费用之差}} \quad (11.4-2)$$

1.2.3 直流输电的优缺点

(1) 优点:

1) 直流线路造价低。假设直流系统采用双极两线一地制接线方式, 交、直流线路对地绝缘水平、导线截面和电流密度都相等, 则直流线路与交流线路所输送的 (有功) 功率基本相同, 但对于架空线路, 前者的造价大约只有后者的 2/3。如果是电缆线路, 这种优势将更为明显。

2) 直流输电沿线电压分布平稳, 无线电干扰小, 线路损耗低。

3) 直流输电不存在两端交流系统之间的同步运行稳定性问题。利用直流输电联网时, 其两端的交流系统不需要同步运行, 因此其输送容量和距离都不受同步运行稳定性的限制, 对于远距离输电特别有利。

4) 直流输电系统具有快速调节控制功率潮流的特点, 用直流输电联网不会明显增大两端交流系统的短路容量, 便于电力系统的分区调度管理, 有利于故障时两端交流系统之间的快速紧急支援和限制事故扩大。

5) 双极直流输电系统一极故障时, 另一极仍可输送约 50% 的功率, 因此可以有效提高两端交流系统的运行可靠性和稳定性。

6) 直流联网还可避免电磁环网引起的线损增大, 从而避免某些线路因此导致的电流越限、影响系统安全运行情况的发生。

(2) 缺点:

1) 换流站造价高, 抵消了一部分线路造价低的经济效益。计及线路造价及年运行费用等经济指标后, 直流输电比交流输电经济的等价距离为: 架空线路约为 640~960km, 电缆线路约为 24~48km, 这一指标随着晶闸管等换流站主设备价格的下降, 目前已有所下降。

2) 两侧换流装置都需要补偿大量的无功功率, 约为直流线路输送功率的 40%~60%。

3) 晶闸管过载能力低, 设计时需要考虑留有足够的余量, 否则容易因过载而损坏。

4) 利用大地或海水做回流线路时, 直流输电对沿途金属设施会造成电腐蚀, 需要采取一定的防护措施。

5) 直流电不像交流电, 没有自然过零点, 因而直流灭弧比交流困难, 且至今仍未开发出高压大容量的直流断路器产品, 因此限制了多端直流输电系统的发展。

1.3 直流输电的主要应用场合

(1) 大型电站向远距离负荷中心的高压远距离大功率输电;

(2) 通过海底电缆向海岛输电;

(3) 区域交流电网联网时, 为解决它们之间的同步运行稳定性和短路容量等问题, 可以采用直流输电联网;

(4) 对于用电密集且采用地下电缆供电的大城市, 可以采用直流输电。

此外, 直流输电还可作为磁流体发电、太阳能发电、燃料电池和核聚变直接发电等多种新能源发电方式和超导储能等的配套技术。

2 直流输电系统的构成

2.1 直流输电基本概念

直流输电系统由整流站、直流线路和逆变站三大部分组成。其中: 整流站和逆变站统称为换流站, 包括换流变压器、换流器和交流滤波器、平波电抗器 (直流纹波滤波器) 及相应的测量、控制装置等, 完成交流功率到直流功率 (整流站) 或直流功率到交流功率 (逆变站) 的转换; 直流线路由架空线或电缆线 (包括线路用阻尼器) 等组成, 用于输送直流电能。图 11.4-2 所示为两端直流输电系统构成原理接线。下面简要介绍各主要器件与设备在直流系统中的作用。

(1) 换流装置 (整流器、逆变器)。它是直流输电系统中实现交、直流电力转换的关键部件, 由一个或数个换流单

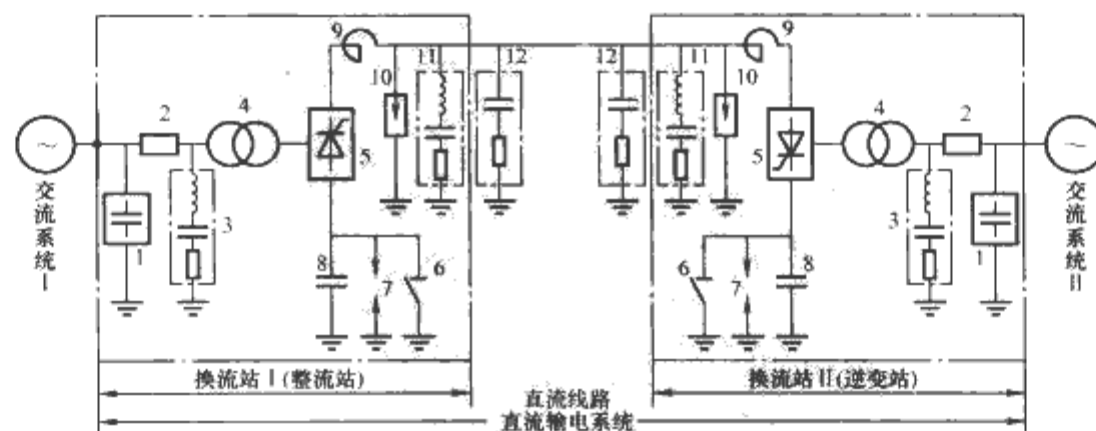


图 11.4-2 两端直流输电系统构成原理接线

1—无功功率补偿装置; 2—交流断路器; 3—交流滤波器; 4—换流变压器; 5—换流装置;
6—隔离开关; 7—保护间隙; 8—过电压吸收电容; 9—直流 (平波) 电抗器; 10—避雷器; 11—直
流滤波器; 12—线路用阻尼器

元串联组成。每个换流单元通常由几十到数百个大功率晶闸管器件串（并）联构成三相六脉动桥式换流电路，其原理接线如图 11.4-3 所示，图中各桥臂按正常的导通顺序编号。正常运行时，控制系统按等 60° 电角度间隔发出触发脉冲 $P1 \sim P6$ ，触发相应的阀臂 $V1 \sim V6$ 并使之导通，从而实现交、直流电能的转换。

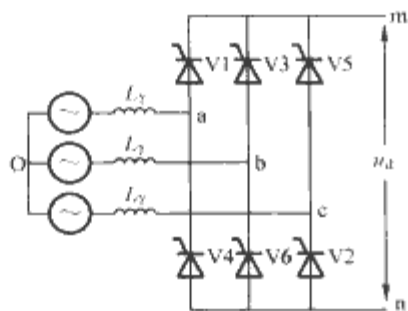


图 11.4-3 桥式换流单元原理接线

(2) 换流变压器。它在直流输电系统中起改变交流电压和隔离交、直流电的作用，一般可以带负荷调压。

(3) 直流电抗器。其安装在换流装置和直流线路之间，作用是抑制直流电压、电流谐波分量和直流故障电流上升率。

(4) 滤波器。换流装置是直流输电系统的谐波源，会在其交流侧和直流侧产生多种谐波分量，从而导致其周围电气设备产生附加谐波损耗和通信干扰，因此必须采取滤波措施。交流侧滤波器一般并联安装在换流变压器第三绕组或交流侧系统母线上，用以吸收谐波电流。采用架空直流线路时，直流侧通常也会简单地安装一阶或二阶高通滤波器，以吸收经直流电抗器平滑后的残余谐波分量。

(5) 无功补偿装置。换流装置在工作过程中所消耗的无功功率一般需由无功补偿装置如同步调相机、静止补偿器或者移相电容器供给。

(6) 直流避雷器。它是直流输电系统绝缘配合的基础，其保护水平决定设备的绝缘水平。与交流系统不同，直流系统中的电压、电流无自然过零点，所以直流避雷器的工作条件和灭弧原理与交流避雷器有很大差别，目前多采用直流氧化锌避雷器。

还有一些设备，如隔离开关等的作用比较简单明了，在此不再逐一介绍。

2.2 两端直流输电系统

两端直流输电系统是指具有一个整流站和一个逆变站（与交流电力系统只有两个连接节点）的直流输电系统，其构成主要可分为单极、双极和无直流输电线路三类。无直流输电线路即为两侧换流器背靠背装设在一起的非同步联络站或变频站。

2.2.1 单极系统

单极直流输电系统一般采用负极性运行，即其高压极导线的电位低于地电位。负极性运行的优点在于：直流架空线路遭受雷击的几率以及电晕引起的无线电干扰比正极性运行时小。

根据回流电路的不同，单极直流输电系统的构成可分为大地（海水）回流方式（单极一线一地制）和导线回流方式（单极两线制）两种，如图 11.4-4 所示。

大地（海水）回流方式利用大地或海水作为直流输电系统的回流线路，接线方式如图 11.4-4 (a) 所示，其优点在于节省线路投资，但流入大地的直流电流会对沿途地下或水中的金属设施产生电化腐蚀作用，还会对附近的通信和磁性

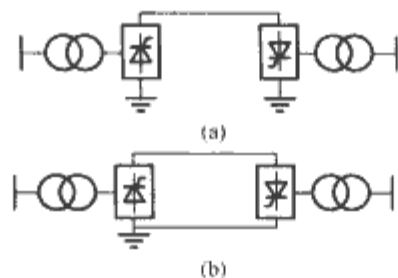


图 11.4-4 单极直流输电系统

(a) 大地（海水）回流方式（一线一地制）；

(b) 导线回流方式（两线制）

罗盘等产生影响。导线回流方式则利用金属导线作回流线路，接线方式如图 11.4-4 (b) 所示，其优点是克服了以大地或海水作为回流线路时存在的腐蚀等问题，但增加了线路投资。

现代高压直流输电普遍采用双极接线方式，单极接线方式通常是双极直流工程其中一个极建成后的临时输电方式。

2.2.2 双极系统

双极直流输电系统相当于由两个单极直流输电系统（其中一个运行在正极性，另一个运行在负极性）在交流侧并联、直流侧串联构成，因此具有两根高压极导线（一根正极性，另一根负极性）。而根据其是否有中性线及中性点接地情况，可以构成三种接线方式：①两端中性点（两个换流单元的串节点）接地方式（双极两线一地制）；②一端中性点接地方式（两线制）；③中性线方式（三线制），分别如图 11.4-5 (a)、(b)、(c) 所示。

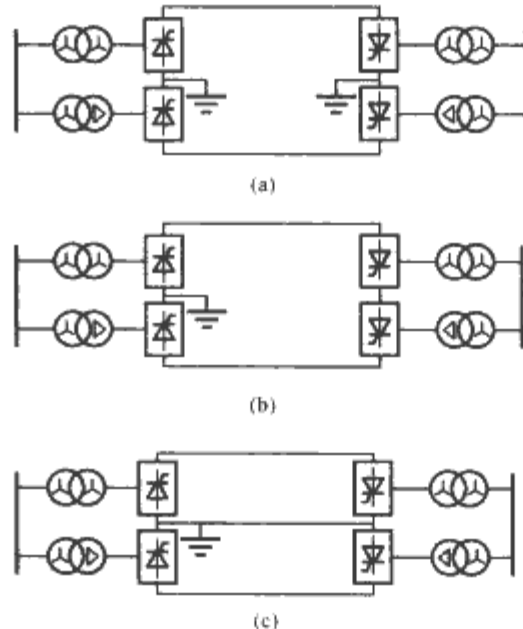


图 11.4-5 双极直流输电系统

(a) 两端中性点接地（两线一地制）；(b) 一端中性

点接地（两线制）；(c) 中性线方式（三线制）

两端中点接地方式（双极两线一地制）的特点是：①正常双极运行时流过两个极的不平衡电流会通过大地或海水回流，因此会对沿途地下或水中的金属设施产生一定的腐蚀作用，但这种不平衡电流一般不大，因此腐蚀问题并不严重（与单极一线一地制系统相比）；②当任何一极发生故障时，（故障隔离后）健全极仍可以大地或海水作为回流线路继续运行并保持输送约一半的电力。（当地下或水中金属设施无有效防腐蚀措施时，应限制单极运行时间）。

一端中性点接地方式（两线制）由于取消了其中一端换流站中性点的接地，不以大地或海水作为回流电路，因此避免了地下或水中金属设施电腐蚀问题。但这种接线方式在其

中任何一极发生故障时另一极也不能运行,其运行灵活性和供电可靠性都较差,因此很少采用。

中性线方式(三线制)的特点与两端中性点接地方式基本一样,不同之处在于两端换流站中性点之间采用导线相连作为中性线(不平衡电流回流电路),且只有其中一端中性点接地,增加了线路投资,但避免了以大地或海水作为回流电路时存在的沿途地下或水中金属设施的电腐蚀问题。

2.2.3 非同步联络站

非同步联络站是指输电线路长度为零的直流输电系统,可用于联络两个额定频率相同而实际运行频率不同、或两个额定频率不同的交流电力系统,后者称为变频联络站,简称变频站。由于无直流线路部分,连接导体长度很短,因此可选用较低的额定直流电压以降低绝缘所需的投资。

非同步联络站的构成方式可分为并联型和串联型两种。并联型结构如图 11.4-6 (a) 所示,它可以方便地增加并联支路,扩大非同步联络站的容量。串联型结构如图 11.4-6 (b) 所示,这种接线方式的特点是除换流器外,大部分电路接近或等于地电位,从而降低了绝缘方面的费用。图中的 S1 和 S2 为旁通开关,其作用是实现换流器发生故障时的成对退出运行,从而可保留健全换流器继续正常工作。

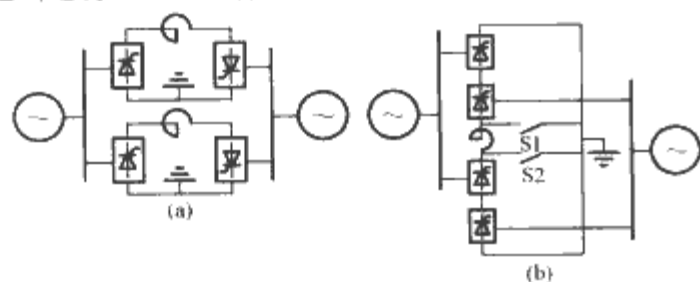


图 11.4-6 非同步联络站

(a) 并联型; (b) 串联型

2.3 多端直流输电系统

多端直流输电系统是指其与交流电力系统有 3 个及以上连接节点的直流输电系统。两端直流输电系统既是多端直流输电系统的基础,也是特例,因此前述的两端直流输电系统的构成方式在多端直流输电系统中同样适用。多端直流输电系统的每个换流站都各自与交流电力系统连接,直流线路则相互连接构成直流网络。直流网络的构成可分为分支与闭环两种方式,而闭环方式又可进一步分为换流站并联型与串联型两种,图 11.4-7 所示为多端直流输电系统的 3 种基本构成方式。除此以外,还可由几种基本方式混合构成。

图 11.4-7 (a) 所示为换流站并联—直流网络分支接线方式,其特点是:各换流站的运行直流电压基本相同,换流站之间的功率分配主要通过改变各换流站的直流电流来实现。当系统中某一部分发生持续性故障时,如有直流断路器则可方便地切除故障部分。但目前尚未研制出可供工程应用的高压大容量直流断路器,因此只能借助控制系统的调节装置与高速自动隔离开关的配合操作实现故障切除(调节换流器使故障点电流下降到零,必要时直流电压也调节到零,并利用高速自动隔离开关将故障段切除,然后自动再起动恢复运行),且切除故障部分可能造成直流网络的解裂。当系统中某个换流站需要改变潮流方向时,可通过将原先运行于整流(逆变)状态的换流站改为逆变(整流)运行来实现。但因整流与逆变运行状态下换流器两端的极性相反,因此必须将换流器两端颠倒后重新接入直流网络。由此可见这种接线方式不适用于潮流方向经常变化的系统。

图 11.4-7 (b) 所示为换流站并联—直流网络闭环接线

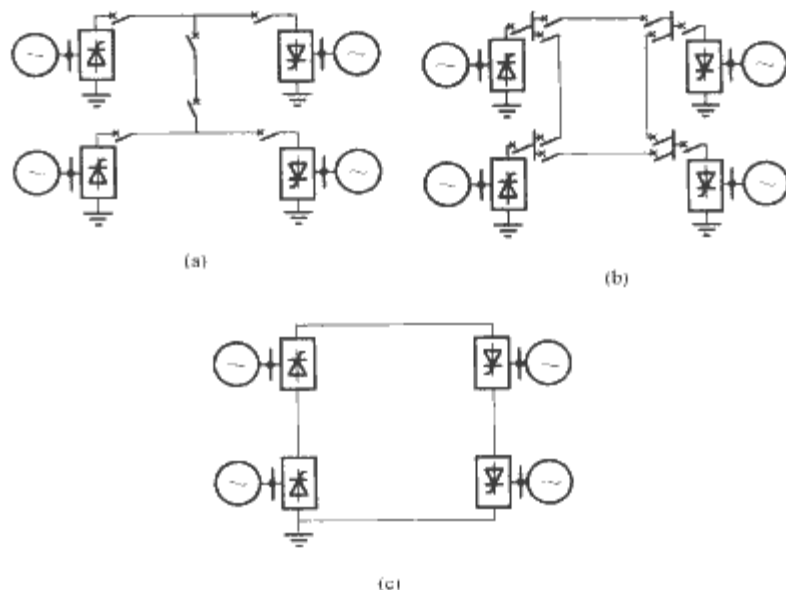


图 11.4-7 多端直流输电系统

(a) 换流站并联—直流网络分支方式;

(b) 换流站并联—直流网络闭环方式;

(c) 换流站串联—直流网络闭环方式

方式,其特点是当某处直流线路发生持续性故障时,可在切除故障段后继续保持直流网络的联网运行,因此其可靠性比图 11.4-7 (a) 所示直流网络分支接线方式高。

图 11.4-7 (c) 所示为换流站串联—直流网络闭环接线方式,其特点是:全部换流站与直流线路串联连接构成环网,各换流站在同一直流电压下运行,一般由其中一个换流站承担整个串联电路中的直流电压的平衡(同时也起到控制直流电流的作用),各换流站之间的功率分配主要借助于改变各换流器的直流电压来实现;当换流站需要改变潮流方向时,只需调节换流器触发相位,使原整流(逆变)器改为逆变(整流)器即可,并不需要颠倒换流器两端接线,因此比较适用于潮流方向经常变化的系统。当某一换流站发生故障时,可通过投入换流站直流侧的旁路开关使其退出,从而其余换流站仍可继续运行。但当直流线路发生故障时,则必须把全网络的直流电压调节到零以消除故障,然后再重新起动投入运行(当直流线路的故障是持续性永久故障时,整个系统将无法正常运行)。

3 直流输电换流技术与运行特性

3.1 单桥整流器

3.1.1 基本原理

单桥换流器的原理接线如图 11.4-8 所示,图中 V1~V6 代表 6 个桥臂, u_a 、 u_b 、 u_c 为三相交流电源瞬时相电压, L_Y 为交流电源到换流器之间的等值换相电感, i_a 、 i_b 、 i_c 为换流器交流侧三相瞬时电流, $i_1 \sim i_6$ 为流过 V1~V6 的瞬时电流, L_d 为直流平波电抗器(电感值般 0.4~1.5H), I_d 为换流器直流侧的直流电流, $u_d = u_m - u_n$ 为三相换流桥直流侧 m、n 点之间的电压瞬时值, U_d 为 u_d 经滤波后的直流电

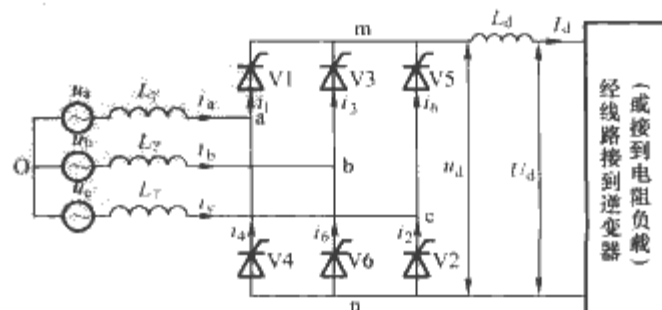


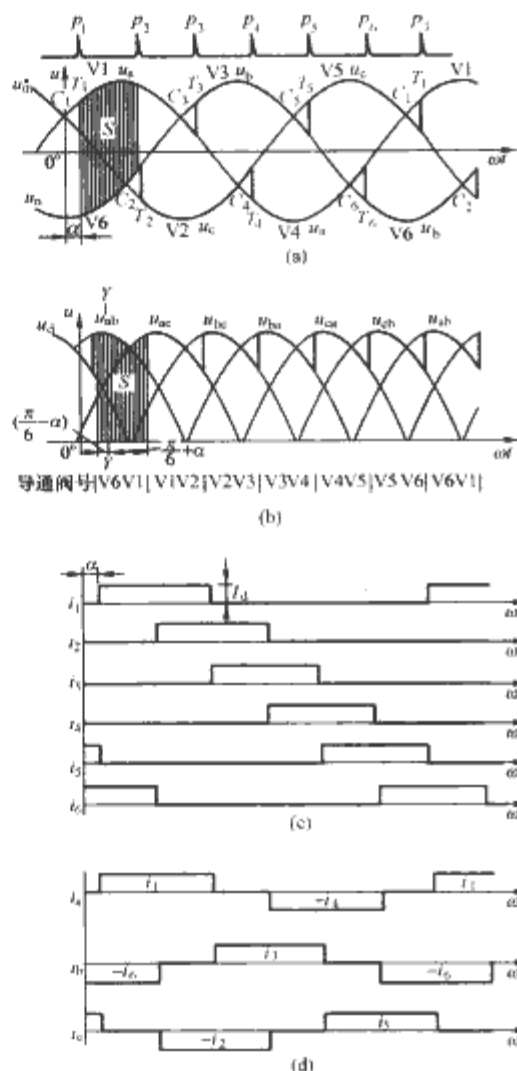
图 11.4-8 单桥整流器原理接线

压平均值。对于整流器而言,其直流侧平波电抗器 L_d 之后的电路(包括直流线路、逆变器及逆变侧交流系统)可用负载电阻 R 等效。

$$\text{设} \left. \begin{aligned} u_a &= \sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\omega t + 30^\circ) \\ u_b &= \sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\omega t - 90^\circ) \\ u_c &= \sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\omega t + 150^\circ) \end{aligned} \right\} \rightarrow$$

$$\left. \begin{aligned} u_{ca} &= u_a - u_c = \sqrt{2} U \sin \omega t \\ u_{ab} &= u_b - u_a = \sqrt{2} U \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_{bc} &= u_c - u_b = \sqrt{2} U \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (11.4-3)$$

则可分析并画出整流器的电压、电流波形如图 11.4-9 所示,其中图 11.4-9 (a) ~ (d) 为不考虑换相过程(即 $L_Y=0$)的理想工况波形,(e) ~ (h) 为考虑换相过程(即



$L_Y>0$) 的实际工况波形。图中 C_i ($i=1, 2, \dots, 6$) 为三相全波整流桥第 i 个桥臂的自然换相点(即阳极电压正过零点),因此也被称为换相电压过零点,是控制第 i 个桥臂滞后导通(亦即其触发脉冲 p_i 滞后角 α)的参考点。

理想工况($L_Y=0$)下单桥换流器(整流器)输出直流平均电压(平波电抗器后)为

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha = 1.35 U \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha \quad (11.4-4)$$

其中

$$U_{d0} = 1.35 U$$

式中: U 为交流电源线电压有效值; U_{d0} 为理想无相控直流平均电压; α 为触发滞后角。

实际工况($L_Y>0$)下单桥换流器(整流器)输出直流平均电压(平波电抗器后)为

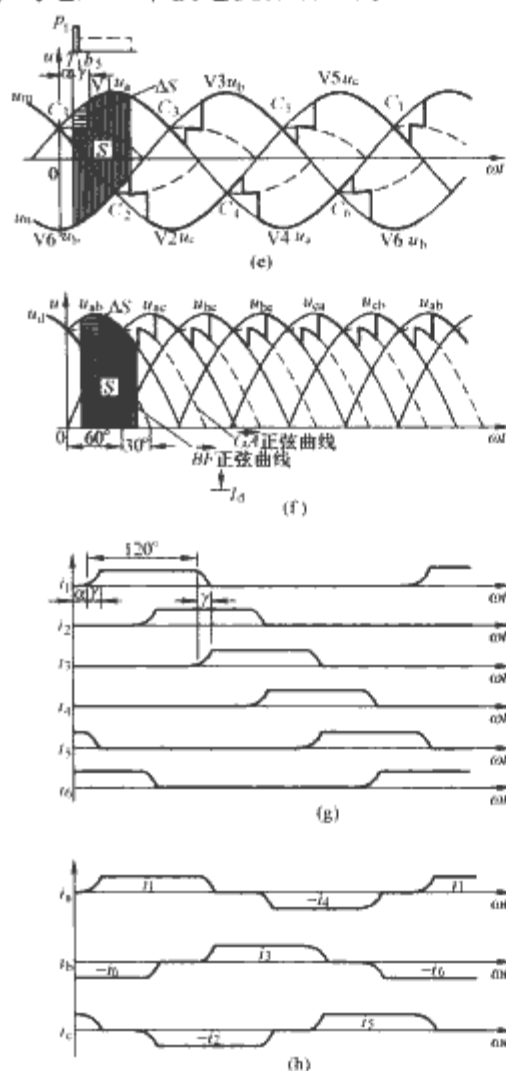


图 11.4-9 整流器的电压、电流波形
(a) ~ (b) 理想工况波形; (e) ~ (h) 实际工况波形

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{U_{d0}}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \\ &= U_{d0} \cos(\alpha + \frac{\gamma}{2}) \cos \frac{\gamma}{2} \\ &= U_{d0} \cos \alpha - d_\gamma I_d \end{aligned} \quad (11.4-5)$$

其中

$$d_\gamma = 3\omega L_Y / \pi = 3X_Y / \pi$$

式中: γ 为换相角; d_γ 为比换相压降或等值换相电阻,表示一个单位直流电流在换流器工作过程中因换相所引起的直流电压降落平均值。

由式(11.4-4)、式(11.4-5)可知,换流器工作于整流器状态的条件是: $0 < \alpha \leq (\pi - \gamma) / 2$ 。

3.1.2 稳态等效电路与外特性

根据式(11.4-5),可画出单桥整流器在换相角 $\gamma < 60^\circ$ 下的稳态等效电路和外特性(即输出 $U_d - I_d$ 特性),如图 11.4-10 所示。

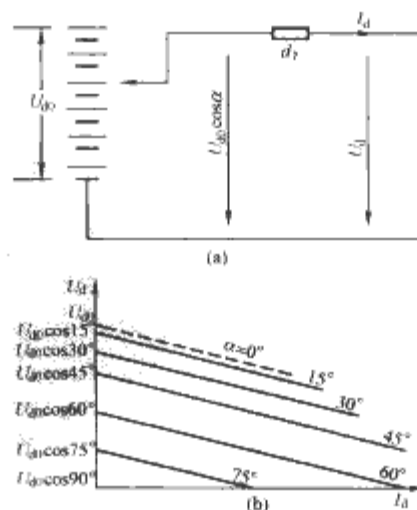


图 11.4-10 整流器的稳态等效电路与外特性 ($\gamma < 60^\circ$)
(a) 稳态等值电路; (b) 外特性

整流器的外特性是一簇等 α 的 $U_d - I_d$ 特性曲线：随着 I_d 增大， U_d 从 $U_{d0} \cos \alpha$ 开始以 $-d_\gamma$ 斜率向下倾斜；当 α 增大时， $U_{d0} \cos \alpha$ 减小，外特性直线向下平移。整流器运行时，为使阀中各桥臂串联元件可靠地同时触发开通，一般要求延迟角 α 大于 $3^\circ \sim 5^\circ$ 。实际工程中 α 角往往还需留有一定的可

调范围，但正常运行时 α 角过大会降低整流器功率因数、增加无功损耗，因此一般取 $\alpha = 15^\circ$ 左右。

单桥整流器在正常稳态且换相角 $\gamma < 60^\circ$ 工况下的理论计算公式汇总于表 11.4-1。

表 11.4-1 单桥整流器稳态工况下的理论计算公式 ($\gamma < 60^\circ$)

计算式名称	计算公式
理想无相控空载直流电压	$U_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U = 1.35U$
理想空载直流电压	$U_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha = 1.35U \cos \alpha$
直流电流	$I_d = \frac{\sqrt{2}U}{2\omega L_\gamma} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L_\gamma} \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \sin \frac{\gamma}{2}$
换相角	$\gamma = \pi - \alpha + \cos^{-1} \alpha \left[\cos \alpha - \frac{6\omega L_\gamma I_d}{\pi U_{d0}} \right]$
直流电压(不计换相电流流过回路中引起的电阻压降)	$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3\omega L_\gamma I_d}{\pi} = \frac{U_{d0}}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] = U_{d0} \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2}$ $= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2} = 1.35U \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2} \approx U_{d0} \cos \varphi$
阀电流有效值	$I_V = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)} = 0.577 I_d \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)}$ $\psi(\alpha, \gamma) = \frac{1}{2\pi} \frac{[2 + \cos(2\alpha + \gamma)] \sin \gamma - \gamma [1 + 2\cos \alpha \cos(\alpha + \gamma)]}{[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]^2}$ <p>正常运行时 $\sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)} = 0.955$</p>
阀交流侧电流有效值	$I = \sqrt{2} I_V = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)} = 0.816 I_d \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)} = 0.78 I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$
换流器视在功率或换流变压器容量	$W = \frac{\pi}{3} U_d I_d \frac{\sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)}}{\cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2}} = 1.047 P \frac{\sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)}}{\cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2}} = \sqrt{3} U I$
换流器总功率因数	$\cos \varphi = \frac{3}{\pi} \frac{\cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2}}{\sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)}} \approx \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2} = \frac{1}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]$

注 1. 表中计算公式可用于逆变器，只需将各公式中的 α 用 δ 替代即可。
 2. 表中交流电压、电流均为折算到换流变压器二次侧（阀侧）的值，如换流变压器一次侧（网侧）与二次侧之间的变比为 1: k_T ，则折算到网侧的交流电压、电流应分别乘以 $1/k_T$ 和 k_T 。

3.2 单桥逆变器

3.2.1 逆变的概念

从式 (11.4-4) 可以看出，理想工况下当滞后触发角 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ 时，换流器输出的直流平均电压 $U_d < 0$ ，而直流电流因功率晶闸管的单向导电性仍大于零 ($I_d > 0$)，可见其实际上不是输出、而是“吸收”直流功率，并将直流功率“逆变”送入与其连接的交流系统，这就是“逆变”的基本概念，相应地把运行在 $\pi/2 < \alpha < \pi$ 工况的换流器称作逆变器。图 11.4-11 所示为逆变器与整流器的连接关系，图中 U_{dZ} 、 U_{dN} 分别表示整流（下标 Z）、逆变（下标 N）侧的直流电压平均值，运行中要求 $U_{dZ} > U_{dN}$ 。

逆变器的电压、电流波形如图 11.4-12 所示，图中 T_i 、 C_i 分别表示第 i 个桥臂晶闸管的导通时刻及其正向电压过零点（换相参考点）时刻。

分析逆变器工况时，一般引入超前触发角 $\beta (\pi - \alpha)$ 和超前关断角 $\delta (\beta < 60^\circ$ 或 $\gamma < 60^\circ$ ， $\delta = \beta - \gamma)$ ，将它们代入公式 (11.4-5)，并整理可得

$$\begin{aligned}
 U_{dN} &= -\frac{U_{d0}}{2} [\cos(\pi - \beta) + \cos(\pi - \beta + \gamma)] \\
 &= \frac{U_{d0}}{2} [\cos \beta + \cos(\beta - \gamma)] \\
 &= U_{d0} \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2} = U_{d0} \cos \beta + d_\gamma I_d
 \end{aligned}
 \tag{11.4-6}$$

$$\begin{aligned}
 \text{或 } U_{dN} &= -\frac{U_{d0}}{2} [\cos(\pi - \delta) + \cos(\pi - \delta - \gamma)] \\
 &= \frac{U_{d0}}{2} [\cos \delta + \cos(\delta + \gamma)] \\
 &= U_{d0} \cos\left(\delta + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2} = U_{d0} \cos \delta - d_\gamma I_d
 \end{aligned}
 \tag{11.4-7}$$

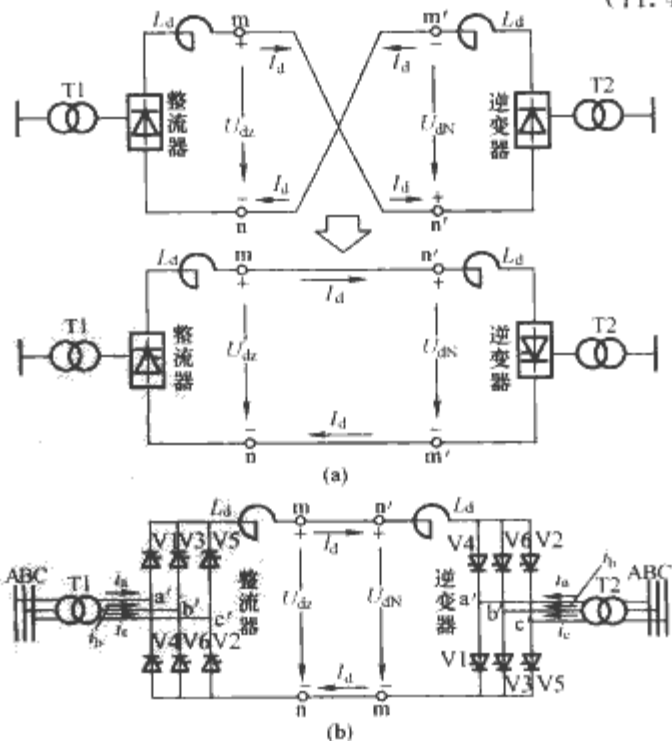


图 11.4-11 逆变器与整流器的连接

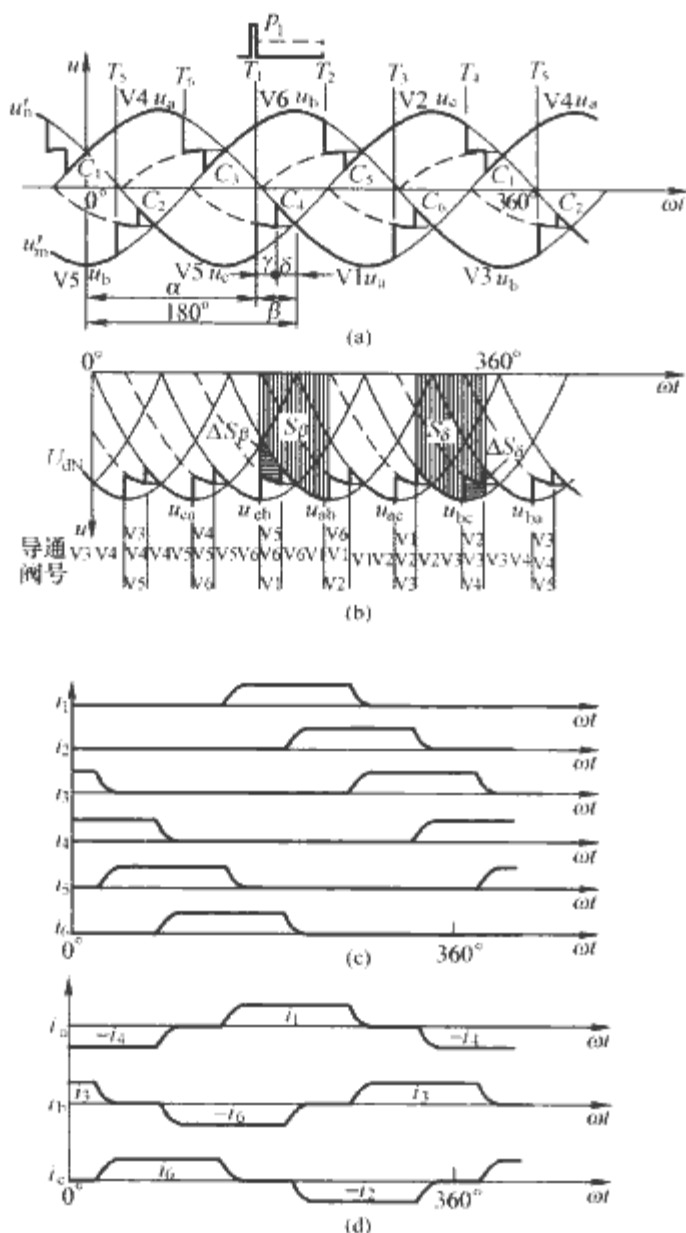


图 11.4-12 逆变器电压、电流波形

(a) 直流端 m' 、 n' 电位; (b) 直流端 m' 、 n' 之间电压 u_{dN} ; (c) 阀电流波形; (d) 阀交流侧电流波形

图 11.4-13 (a) 所示为逆变器阀 (V1 为例) 阳极的电压波形, 图中 T 、 D 、 C 分别表示晶闸管导通、关断和换向电

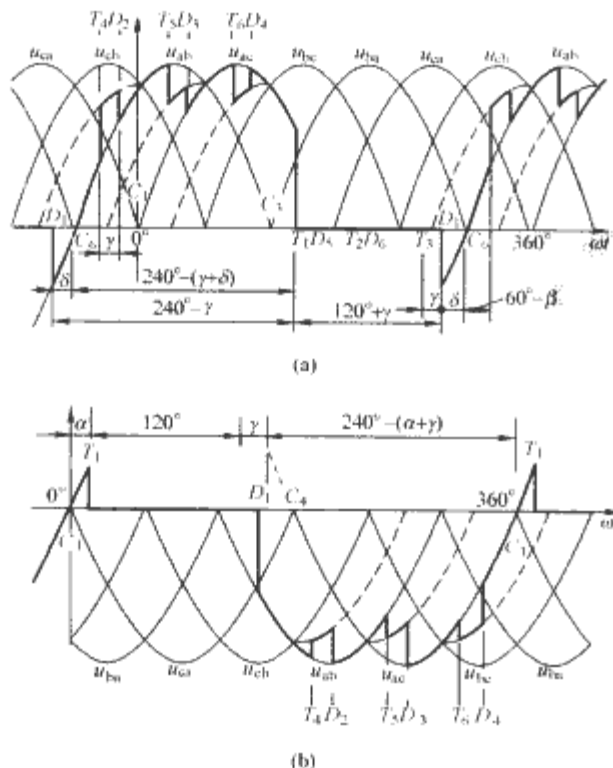


图 11.4-13 换流器阀电压电流波形

(a) 逆变器阀 V1 阳极电压波形;
(b) 整流器阀 V1 阳极电压波形

压过零时刻, 下标表示对应序号的晶闸管。可见其关断后只在 δ 角度内处于反电压状态, 接着长达 $(240^\circ - \delta - \gamma)$ 时间内又承受正电压。也就是说, 逆变器各阀关断后, 若不能在 δ 角度内恢复阻断能力, 将会重新进入导通状态, 从而导致换相失败。因此, 为确保逆变器换相成功, 其越前关断角 δ 不能太小, 实际运行中一般控制 $18^\circ \sim 20^\circ$ 。图 11.4-13 (b) 所示为整流器 (V1 为例) 阳极的电压波形, 可见其关断后长达 $(240^\circ - \gamma)$ 时间内处于反电压状态, 因此不存在换相失败问题。

3.2.2 稳态等效电路与外特性

由式 (11.4-6)、式 (11.4-7) 可获得单桥逆变器在换相角 $\gamma < 60^\circ$ 下的稳态等效电路和外特性 (即输出 $U_d - I_d$ 特性), 如图 11.4-14 所示。由图可见, 等 δ 外特性曲线是一族 U_d (纵坐标截距为 $U_{d0} \cos \delta$) 随着 I_d 的增加而以 $-d_\gamma$ 斜率线性下降的曲线, 与整流器的外特性曲线类似; 但等 β 外特性曲线却是一族 U_d (纵坐标截距为 $U_{d0} \cos \beta$) 随着 I_d 的增加而以 $+d_\beta$ 斜率线性上升的曲线。

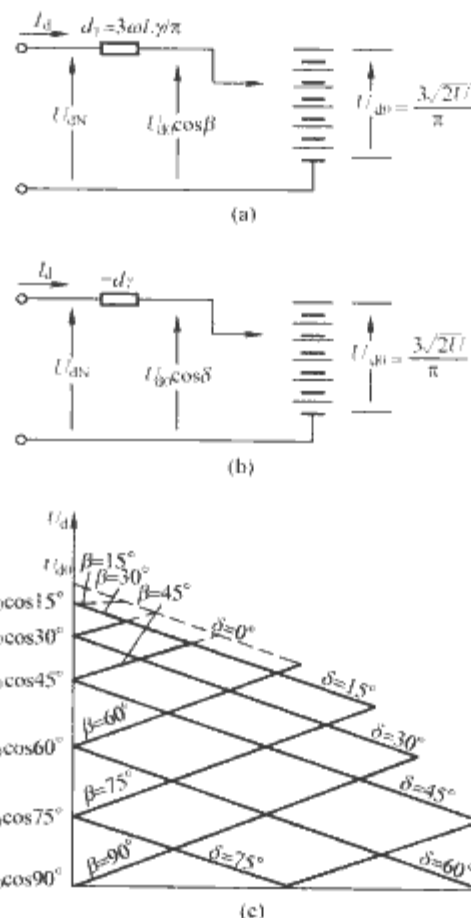


图 11.4-14 单桥逆变器等效电路与外特性

(a) 以 β 角表示的等值电路; (b) 以 δ 角表示的等值电路; (c) 外特性曲线

正常稳态工况下单桥逆变器的理论计算公式汇总于表 11.4-1 所示, 注意表中的 α 要用 δ 替换。

3.3 双桥换流器

为减小谐波和提高效率, 大功率远距离直流输电系统通常采用图 11.4-15 所示双桥换流器原理接线。图中, 两台换流变压器 T_1 、 T_2 的接法分别为 Yy 、 $Yd1$ (或 $Yd11$), 且为便于分析, 将变比分别设为 $1:1$ 、 $1:\sqrt{3}$ (实际变比应为 $K:1$ 、 $K:\sqrt{3}$, 其中 $K = U_{1N}/U_{2N}$, 即换流变压器一、二次侧额定电压之比)。

3.4 换流器谐波特性及抑制措施

3.4.1 谐波特性

直流输电系统中的换流器是谐波源。谐波的存在使得换

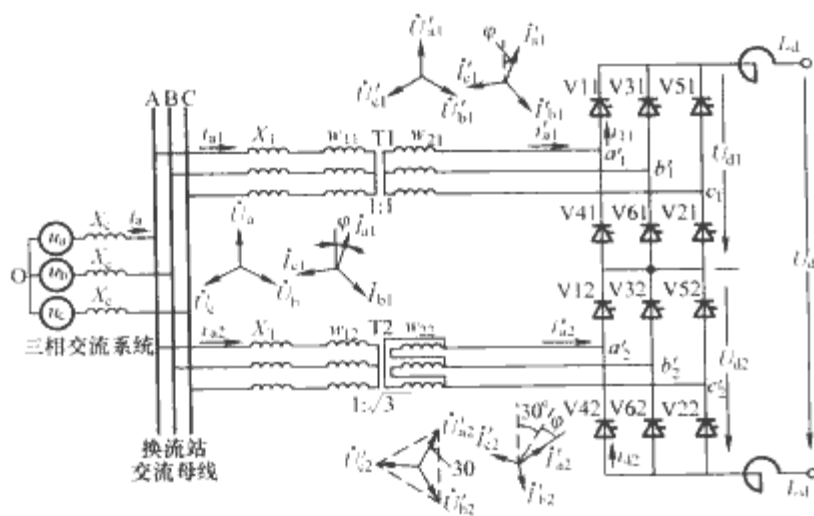


图 11.4-15 双桥换流器的原理接线

流器交流侧原本正弦的电流（电压）波形发生畸变、直流侧电压（电流）也不是平滑的直流波形（直流上叠加谐波分量），不过它们都是周期性的，因此可利用傅氏分解法将它们分解为直流分量和不同频率的正弦波分量。

正常情况下，换流器在一个工频周期内的换相次数，称为脉波数，例如单桥和双桥三相桥式换流器的脉波数分别为 $p=6$ 和 $p=12$ 。脉波数为 p 的换流器，将在其直流侧产生 $n=kp$ 次谐波、交流侧产生 $n=kp\pm 1$ 次谐波（ k 为正整数），分别称为特征谐波，除此之外的谐波均称为非特征谐波。特征谐波分量的幅值随着次数 n 的增高而减小，当 $\gamma=0$ 时，交流侧 n 次特征谐波电流分量的有效值约为基波分量有效值的 $1/n$ ；当 $\gamma\neq 0$ 时，由于换相作用，谐波分量将有所减小。

目前高压直流输电多采用脉波数为 12 或 6 的换流器，它们产生的特征谐波见表 11.4-2。

表 11.4-2 换流器所产生的特征谐波次数 (n)

脉波数 p	直流侧 $n=kp$	交流侧 $n=kp\pm 1$
6	6, 12, 18, 24, ...	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, ...
12	12, 24, 36, ...	11, 13, 23, 25, 35, 37, ...

3.4.2 谐波危害

谐波可能造成的影响和危害大致可分以下两个方面：

(1) 对交流电力系统设备的影响。谐波电流进入隐极式的旋转电动机（凸极式的阻尼绕组对谐波电流具有短路屏蔽作用）将导致电动机转子过热、影响出力、产生振动，会引起定、转子铁心发生谐波附加损耗；如果是异步电动机，还会因谐波电流过大而减低额定转速下的有效转矩，甚至可引起寄生转矩而使异步电动机启动后无法达到额定转速。谐波电压的存在，将使电力电容器因附加损耗增加（与谐波电压平方有效值、谐波频率成正比）而发生过热。电力系统中的电容器组与系统中的电抗可能在某一谐波频率下发生谐振，从而产生威胁系统设备安全的局部谐振过电压，并影响某些调控装置的正常工作。谐波还会导致交流正弦波电压发生畸变，从而影响某些对电压、电流波形要求较高的电子设备（如直流输电系统的换流器、由可控硅元件控制调速的电动机等）的正常运行。某些对特定谐波频率较为敏感的测量仪表、继电保护装置、控制设备等也会受到影响。

(2) 对通信线路的干扰影响。换流器产生的谐波中有很多频谱落在音频范围之内，这些谐波会沿着交、直流电力线路传播出去，并通过电磁耦合到通信线路上产生音频干扰。耦合程度一般用互感抗表示，互感抗越大，干扰影响也越

大。互感抗的大小与以下因素有关：①与通信线和电力线的平行段长度成正比，与两者之间的距离成反比（以大地作回流电路时则与大地中电流路径的等值深度成正比）；②与干扰电流的频率成正比。因此，要减小对通信线路的干扰影响，除了抑制谐波电流之外，还可以在通信线路上采取一定技术措施。

3.4.3 谐波抑制

抑制直流输电系统中的谐波，目前常用的有以下两种方法：

(1) 增加换流器的脉波数。从表 11.4-2 可以看出，双桥 12 脉波换流器与单桥 6 脉波换流器相比，其所产生的特征谐波要小得多，因此可以通过增加换流器脉波数来抑制谐波。但增加换流器脉波数意味着增加投资（主要是换流变压器与换流桥的投资），同时也增加换流器接线及控制的复杂度，而且当脉波数增加到一定程度后，其抑制谐波的效果将相当有限（因为高次谐波所占比例较小），因此一般只在抑制低次谐波时采用。目前直流输电工程采用较多的是 12 脉波换流器，原理接线如图 11.4-15 所示。

(2) 装设交流和直流滤波器。减少流入交流系统和直流线路的谐波，其技术措施原则上分为：疏导和阻塞两类。疏导谐波分量的滤波器（疏导型滤波器）主要有串联调谐型和高通型滤波器，它们调谐在相应次数的谐波频率上，并与主电路并联构成低阻抗疏导通路；阻塞谐波分量的滤波器（阻塞型滤波器）主要有并联调谐型和高阻（或低通）型滤波器，它们同样调谐在相应次数的谐波频率上，但串联在主电路中，从而使相应次数的谐波难以通过（等效为高阻抗阻塞）。图 11.4-16 所示为各种滤波器结构及其与主电路的接线示意。

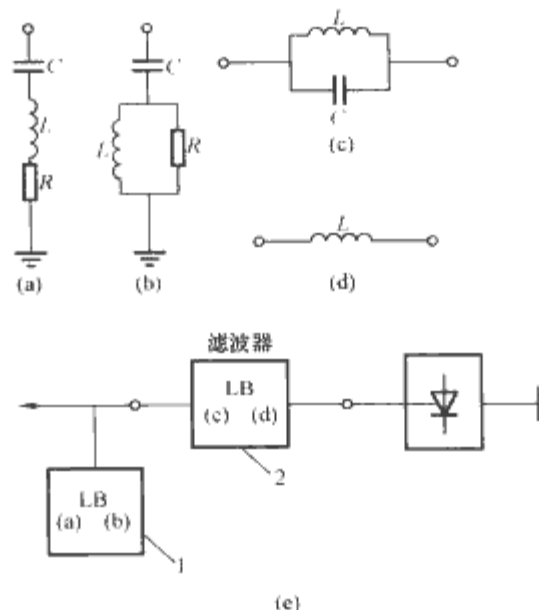


图 11.4-16 滤波器结构及其与主电路的接线示意

(a) 串联调谐型滤波器；(b) 高通型滤波器；
(c) 并联调谐型滤波器；(d) 低通（或高阻）
型滤波器；(e) 滤波器与主电路的连接
1—与主电路并联；2—与主电路串联

与主电路串联的阻塞型滤波器必须通过主电路的全部电流，因此容量也相应增大，而且对地需要采取全电压绝缘。它们的体积质量都较大，价格也比较昂贵。

与主电路并联的疏导型滤波器一端接地（或中性点接地），无需全电压绝缘，而且主要通过谐波电流和一部分基波无功电流，比流过主电路中的电流要小得多，一般要比阻塞型滤波器经济，而且滤波效果好，因此目前直流输电系统

中采用较多。

3.5 换流器功率因数及无功补偿

3.5.1 整流器的功率因数

在假设交流系统三相对称的前提下,只需求出其中任一相的功率因数 $\cos\varphi$,就可以得到整流器的功率因数。图 11.4-17 是其 A 相电压及其电流波形,图中 $I-I$ 轴为相电流 i_a 的正半周中线; $U-U$ 轴为相电压 u_a 的正半周中线,两中线间的相位差,即为基波电流功率因数角 $\varphi_{(1)}$ (严格讲应是整流器交流侧 A 相电压、电流基波分量的相位差)。如果把 i_a 的正半周波形近似地看作梯形,则其中线距离开通点 T_1 和关断点 D_1 的相位近似等于 $(60^\circ + \gamma/2)$,由此可近似求得基波电流滞后电压的相位角及基波功率因数为

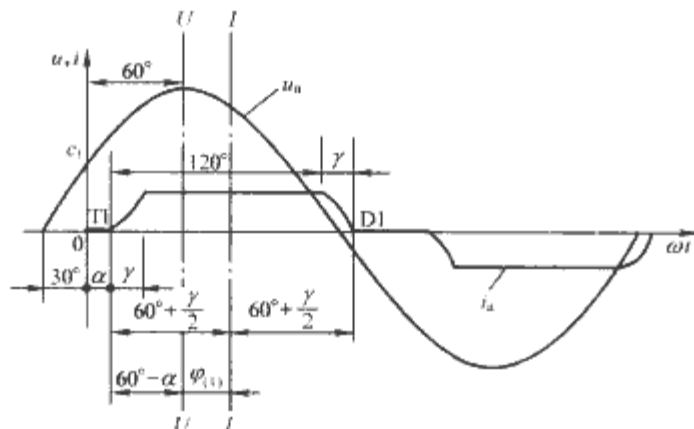


图 11.4-17 整流器基波功率因数角

$$\varphi_{(1)} \approx \alpha + \frac{\gamma}{2} \Rightarrow \cos \varphi_{(1)} \approx \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right)$$

$$\text{或} \quad \cos \varphi_{(1)} \approx \frac{1}{2} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)] \quad (11.4-8)$$

由式 (11.4-8) 可知, α 或 γ 增大时,整流器交流侧的功率因数便会降低,亦即交流系统必须向整流器供给更多的滞后无功功率。

由于交流侧电流中存在谐波电流,因此整流器的总功率因数与其基波功率因数略有差别。如果不计整流器的有功损耗 (其值仅占额定输送功率的千分之几),则其交流侧输入有功功率 P 可近似等于直流侧输出功率 P_d , 即

$$P = P_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_d I_d \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \cos \frac{\gamma}{2} \quad (11.4-9)$$

而整流器交流侧视在功率为

$$S = \sqrt{3}UI = \sqrt{2}U_d I_d \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)} = (0.97 \sim 0.985) \sqrt{2}U_d I_d \quad (11.4-10)$$

所以整流器的总功率因数为

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{P}{S} = \frac{3 \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \cos \frac{\gamma}{2}}{\pi \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, \gamma)}} \\ &\approx 0.98 \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \cos \frac{\gamma}{2} \\ &= \frac{0.98}{2} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)] = 0.98 \frac{U_d}{U_{d0}} \end{aligned} \quad (11.4-11)$$

3.5.2 逆变器的功率因数

图 11.4-18 所示为逆变器交流侧 A 相电压与电流波形,图中 $I-I$ 轴为相电流 i_a 正半周中线, $U-U$ 轴为相电压 u_a 正半周中线,两中线间的相位差,可近似认为是逆变器基波分量功率因数角 $\varphi_{(1)}$, 即

$$\varphi_{(1)} \approx 180^\circ - (\beta - \frac{\gamma}{2}) = 180^\circ - (\delta + \frac{\gamma}{2})$$

$$\cos \varphi_{(1)} \approx \cos [180^\circ - (\beta - \frac{\gamma}{2})]$$

$$= \cos [180^\circ - (\delta + \frac{\gamma}{2})] \quad (11.4-12)$$

同样由于交流侧电流中存在谐波电流,因此逆变器的总功率因数也与其基波功率因数略有差别。若忽略逆变器有功损耗 (其值仅占额定输送功率的千分之几),则其总功率因数为

$$\begin{aligned} \cos \varphi &\approx 0.98 \cos \left(\delta + \frac{\gamma}{2} \right) \cos \frac{\gamma}{2} \\ &= \frac{0.98}{2} [\cos \delta + \cos (\delta + \gamma)] \\ &= 0.98 \frac{U_d}{U_{d0}} \end{aligned} \quad (11.4-13)$$

由式 (11.4-12) 可知,受端交流系统向逆变器提供的基波有功功率 P_N 和无功功率 Q_N 分别为

$$\begin{aligned} P_N &= \sqrt{3}UI \cos \varphi_{(1)} \approx -\sqrt{3}UI_{(1)} \cos \left(\delta + \frac{\gamma}{2} \right) \\ &= -\sqrt{3}UI_{(1)} \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \end{aligned} \quad (11.4-14)$$

$$\begin{aligned} Q_N &= \sqrt{3}UI \sin \varphi_{(1)} \approx \sqrt{3}UI_{(1)} \sin \left(\delta + \frac{\gamma}{2} \right) \\ &= \sqrt{3}UI_{(1)} \sin \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \end{aligned} \quad (11.4-15)$$

式 (11.4-14) 表明,逆变器从受端交流系统吸收负的有功功率,亦即实际上向受端交流系统送出正的有功功率;式 (11.4-15) 表明,逆变器从受端交流系统吸收正的无功功率,亦即逆变器消耗无功功率,且其无功消耗随着关断角 δ 和换相角 γ 的增大而增加。

从降低无功消耗、提高运行经济性角度考虑,逆变器运行过程中应尽量减少 δ 角;但 δ 角太小,逆变器运行过程中又容易发生换相失败。为此,逆变器在正常运行情况下一般设有定 δ 角限制或调节,以兼顾运行安全与经济的要求。

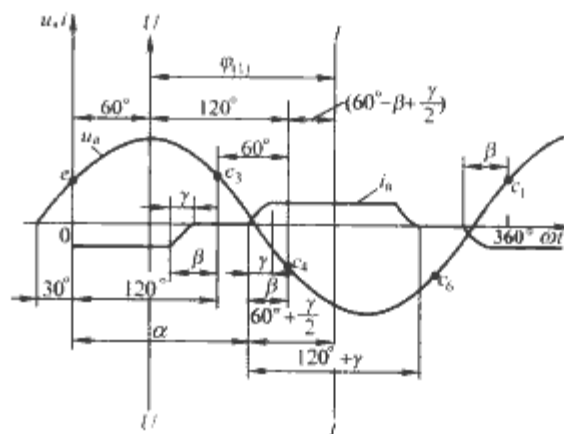


图 11.4-18 逆变器基波功率因数角

3.5.3 无功功率的补偿

由以上分析可知,整流器和逆变器在运行中都要消耗一定数量的无功功率。如整流器正常运行时设 $\alpha = 15^\circ$ 、 $\gamma = 12^\circ$, 则 $\cos \varphi \approx 0.98 \cos (\alpha + \gamma/2) \cos (\gamma/2) = 0.91$, $\sin \varphi \approx 0.41$, 亦即其所消耗的无功功率约占输出直流功率的 45%。通常逆变器消耗的无功功率比整流器消耗的要大,如设逆变器正常运行时 $\delta = 18^\circ$ 、 $\gamma = 12^\circ$, 则 $\cos \varphi \approx 0.98 \cos (\delta + \gamma/2) \cos (\gamma/2) = 0.89$, $\sin \varphi \approx 0.46$, 亦即其所消耗的无功功率约占直流功率的 52%。一般在正常运行情况下,整流器、逆变器所消耗的无功功率分别约占直流功率的 30%~50% 和 40%~60%, 因此必须为它们提供足够的无功补偿。

由于换流器所消耗的无功功率随着 α 或 δ 以及 γ 的增大而增大,因此在整流器直流平均电压 U_{d0} 保持不变及输送直流功率 P_d 不变情况下,若逆变器换相电抗 X_γ 增大,或受端交流系统短路容量 Q_s 减少,从而 Q_s/P_d 减小,或是受端交

流系统母线电压 U_{dN} 降低, 都将导致逆变器消耗的无功功率增大。特别是当逆变侧采用电力电容器提供无功补偿时, 若 U_{dN} 下降, 则一方面逆变器无功功率需求增加, 另一方面电容器所能提供的无功补偿容量 ($=\omega CU^2$) 反而降低; 又因电容器不能平滑调节, 此时如果没有足够容量的同步调相机 (或同步发电机)、静止无功补偿器 (SVC) 等迅速增发无功功率, 则受端交流系统的电压将继续下降, 造成恶性循环, 从而影响交流系统的电压稳定性。为此, 换流站的无功功率补偿装置应根据交流系统实际情况进行合理选配, 亦即同步调相机或静止补偿器与电容器容量之间的配合要成一定比例。分析表明, 当 $Q_S/P_d > 5$ 时, 可全部采用电力电容器作为换流器无功补偿设备; 当 $Q_S/P_d = 3 \sim 5$ 和 $Q_S/P_d < 3$ 时, 则应装设同步调相机或静止补偿器, 且电容器补偿容量占总无功补偿容量的比例应分别为 40%~70% 和 20%~30%。

4 直流输电控制原理和控制特性

4.1 直流输电系统的基本控制原理

两端直流输电系统的等值电路如图 11.4-19 所示, 由图可得稳态情况下的基本计算公式为

$$I_d = \frac{U_{dZ} - U_{dN}}{R} = \frac{1.35(U_Z \cos \alpha - U_N \cos \beta)}{R + d_{YZ} + d_{YN}} \quad (11.4-16)$$

$$= \frac{U_{dZ} \cos \alpha - U_{dN} \cos \beta}{R + d_{YZ} - d_{YN}}$$

其中 $d_{YZ} = 3\omega L_{YZ}/\pi = 3X_{YZ}/\pi$
 $d_{YN} = 3\omega L_{YN}/\pi = 3X_{YN}/\pi$

式中: α 为整流器滞后触发角; β 、 δ 分别为逆变器超前触发角和超前关断角; U_Z 、 U_N 、 U_{dZ} 、 U_{dN} 分别为整流、逆变器交流侧线电压有效值和直流侧理想空载电压; d_{YZ} 、 d_{YN} 分别为整流、逆变器的比换相压降。

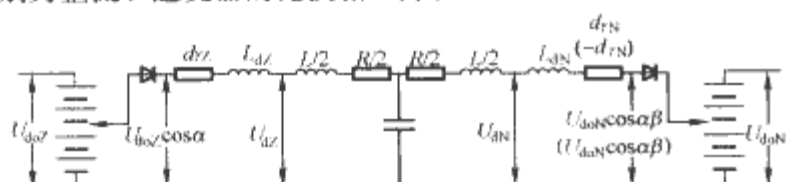


图 11.4-19 两端直流输电系统等值电路

由式 (11.4-18) 可构成多种不同的两端直流输电系统基本控制方式, 但可行且实际应用的一般只有两种: ①整流器定电流 I_d 、逆变器定电压 U_d ; ②整流器定电流 I_d 、逆变器定关断角 δ 。其中控制方式②同时兼顾了降低逆变器无功消耗和减小发生换相失败的概率 (提高运行可靠性), 因此实际工程中常被采用。

直流输电系统运行控制的基本要求如下:

- (1) 减小因交流系统电压变化引起的直流电流波动。
- (2) 限制最大直流电流, 防止换流器过载损害。
- (3) 限制最小直流电流, 避免电流间断引起振荡及过电压。
- (4) 减小逆变器发生换相失败的概率。
- (5) 尽量减小换流器消耗的无功功率。
- (6) 保持直流电压在要求值水平运行。

直流输电控制系统除必须具备上述基本控制功能外, 还必须具备一些辅助控制功能, 如最大/最小触发角 ($\alpha_{max}/\alpha_{min}$) 限制、逆变器的后备定电流控制与最小关断角 δ_{min} 限制等, 才能保证直流输电系统的安全稳定与可靠运行。

直流输电系统不管采用哪种控制方式, 其最终都是通过改变换流器的阀触发脉冲相位来实现的, 亦即对直流输电系

统所有参数的控制, 最终都落实在阀触发脉冲相位的控制上。因此, 对各阀触发脉冲相位的控制是直流输电控制系统的核心问题。

4.2 直流输电系统的基本控制特性

图 11.4-20 所示为两端直流输电控制系统构成原理 (基本控制方式为整流器定电流、逆变器定关断角)。

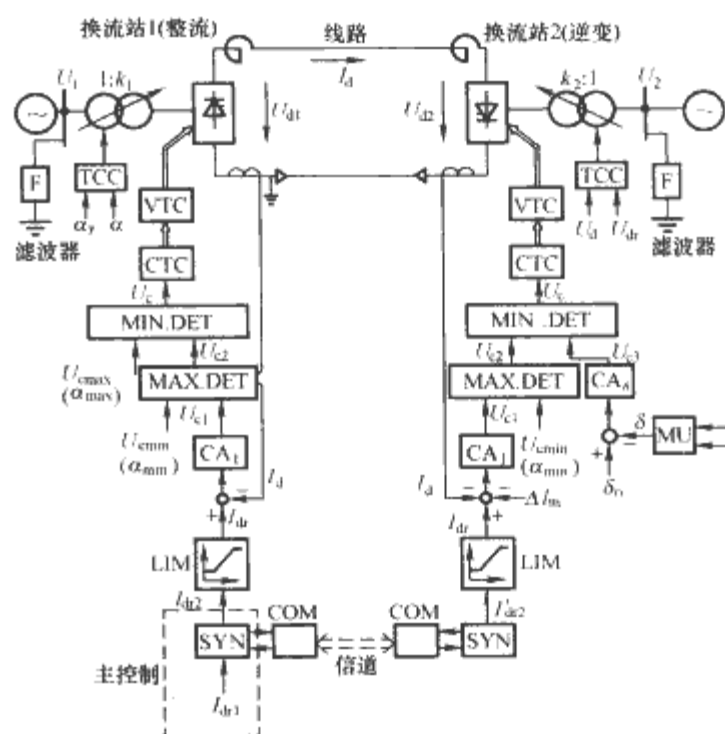


图 11.4-20 两端直流输电控制系统构成原理

TCC—换流变压器分接头控制单元; VTC—阀触发控制单元;
 CTC—触发相位控制单元; MIN.DET—最小值检出单元;
 MAX.DET—最大值检出单元; CA₁—电流控制放大器;
 LIM—限幅环节; SYN—同步控制单元;
 COM—通信接口设备; CA₂—关断角控制放大器 (仅逆变器);
 MU—关断角检测单元 (仅逆变器)

图 11.4-21 所示为直流输电系统基本控制方式采用整流

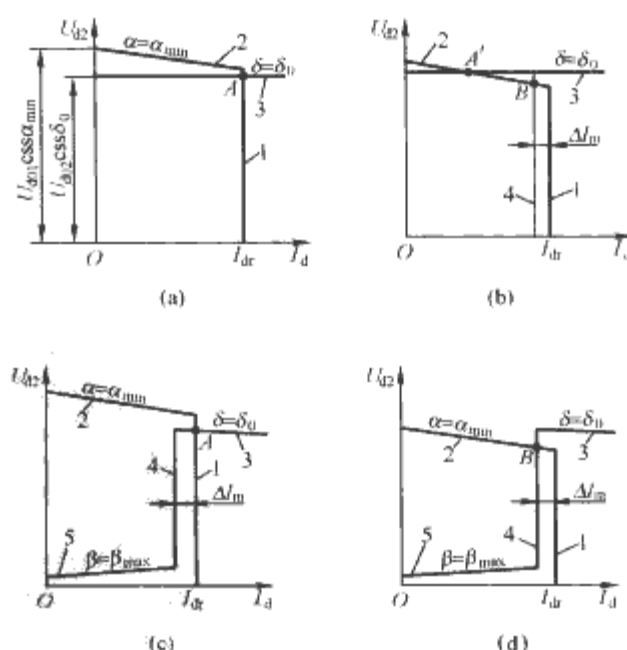


图 11.4-21 基本控制的稳态特性

(a) 整流器定 I_d 、逆变器定 δ 控制; (b) 逆变器减额定 I_d 控制; (c) 正常控制综合稳态特性;
 (d) 非正常控制综合稳态特性
 1—整流器定电流 (I_{dr}) 控制特性; 2—整流器最小触发角 (α_{min}) 限制特性; 3—逆变器定关断角 (δ_0) 控制特性; 4—逆变器后备定电流 (减额定电流 $I_{dN} \approx 0.9 I_{dr}$) 控制特性; 5—逆变器最大超前触发角 (β_{max}) 限制特性。

器定电流、逆变器定关断角时的稳态运行特性,其中图 11.4-21 (a) 为正常稳态运行特性, A 为稳态运行点;图 11.4-21 (b) 为整流器定 α_{\min} 、逆变器定 I_d' (减额或后备定电流,其值一般比整流器电流额定值低 10%) 时的非正常稳态运行特性, B 为稳态运行点。图 11.4-21 (c) 和 (d) 分别给出了正常与非正常情况下的综合稳态特性。

4.3 直流输电系统的高级控制功能

上述基本控制特性是保证直流输电系统正常稳定运行所必不可少的,实际应用中通常还配置有高级控制功能,以进一步改善直流输电系统的运行性能。高级控制包括换流变压器分接头切换控制,直流系统功率控制,潮流反转控制,交流系统频率及其稳定性控制,以及直流系统正常启停控制、故障紧急停机控制等。

(1) 换流变压器分接头切换控制。直流输电系统的换流变压器一般均有能实现带负荷切换分接头的调压装置,并配置相应的分接头自动切换控制设备。换流变压器分接头切换控制一般作为换流器触发角控制的辅助控制手段,其目的是保持直流输电系统处于最佳运行状态。例如对整流器而言,可通过换流变压器分接头切换控制,使其正常运行情况下的滞后触发角保持在 $\alpha=15^\circ$ 附近的适当范围内 (如 $12.5^\circ\sim 17.5^\circ$),从而保证其不至于消耗过多的无功功率,同时还具有良好的调节能力。

(2) 直流输电系统的功率控制。现代直流输电系统普遍具有基于直流电流控制的直流功率控制功能,亦即通过改变直流电流设定值间接地达到控制所输送直流功率的目的。

(3) 直流系统起动、停机和功率反转控制。直流输电系统的正常起动,是指通过控制两端换流器的触发相位,使直流电流、电压从零开始按某一规律 (如直线或指数曲线) 平稳地上升到设定值的控制过程,亦称软起动过程。正常起动控制的目的是防止起动过程中产生过电压,同时避免两侧交流系统受到功率快速变化的冲击。

直流输电系统的停机控制,包括正常停机和紧急停机两种。正常停机是正常起动的逆过程,因此是一种慢停机或软停机过程;紧急停机则是直流输电系统故障或异常情况下的特有控制手段,又可进一步细分为紧急移相停机和紧急投旁通对停机两种。紧急移相停机常用于处理直流线路短路等外部故障;而紧急投旁通对停机则用于处理桥臂短路等换流器内部故障。考虑到直流架空线路的短路故障大多是瞬时性的,因此紧急移相停机后通常考虑自动再起动,以尽快重新恢复送电。直流输电系统的再起动控制与正常起动类似,只是比后者快很多 (一般 $0.2\sim 0.3s$),且不会引起过电压。

两端直流输电系统的功率反转控制 (控制直流功率反向传输),可方便地通过控制两端换流器的触发相位来实现。简单讲,就是逐渐增大原整流器触发脉冲相位角 α ,使其进入逆变状态 \rightarrow 新逆变器,同时逐渐减小原逆变器触发脉冲相位角 α ,使其进入整流状态 \rightarrow 新整流器,从而使两端换流器直流电压极性均反转,并使新整流侧直流电压绝对值大于新逆变侧,输送的直流功率也就反转了。凡是需要双向输电的直流系统,其两端换流站控制系统应配置完全一样的控制特性。

5 直流输电系统的故障与保护

5.1 直流输电系统故障

5.1.1 换流器故障

换流器发生故障,将导致换流阀过电流及换相电压波形畸变。换流器故障按其变化情况可分为逆变器换相失败、换流器

阀误开通或不开通、阀 (桥臂) 短路故障及直流侧短路故障等。

(1) 逆变器换相失败故障。逆变器阀在换相结束进入截止态之前,只有很短的 δ 角时间 (该段时间内阳极处于反电压) 用来恢复阻断能力。当 δ 角太小时,原本该截止的阀可能因未能完全恢复阻断能力而重新导通,从而导致原本已导通的阀重新关断,造成两阀之间不能实现正常换相,即所谓的换相失败。

换相失败期间,将导致逆变器直流电压下降,并形成直流母线的暂时短路,从而导致整流器输出电流增加等。一次换相失败对直流系统的运行影响不大,但连续换相失败将对直流系统乃至交流系统造成极大扰动和不利影响。

(2) 阀误开通或不开通故障。换流器阀在其正向阻断期内因故发生非正常导通的现象称为阀误开通故障;对其施加触发脉冲后不能正常导通的现象称为阀不开通故障。阀的误开通或不开通故障,多半与其触发、控制回路异常 (受干扰或故障等),或者其自身门极故障有关。

逆变器阀误开通或不开通故障的性质与换相失败相类似,因此其对直流系统乃至交流系统的影响也基本一样。

(3) 阀短路故障。换流器阀正反向都丧失阻断能力,或其阀体外绝缘被破坏所引起的故障称为阀短路故障。

逆变器阀短路故障会破坏直流输电的正常运行,但不会造成太大的过电流、过电压危害。整流器阀短路故障时,与该故障阀处于同一半桥的其他阀将处于连续两相或三相交流短路状态,导致健全阀严重过电流;故障阀与处于另一半桥的导通阀构成长时间的直流回路短路,造成直流电压大幅下降,进而直流电流下降到零;交流三相故障电流中含有较大的直流分量,可能引起交流互感器偏磁,进而导致二次侧波形严重失真;流过整流侧平波电抗器的电流下降到零前,直流电压出现振荡分量 (但不致造成过电压危害) 等。

(4) 换流器直流端短路故障。换流器直流出口正、负母线或其引出线之间因绝缘破坏而发生的短路称为换流器直流端短路故障。

逆变器直流端短路故障不会产生严重的过电流危害,对交流系统的扰动在整流侧相当于卸去有功负荷与部分无功负荷,在逆变侧相当于切去有功电源与无功负荷。

整流器直流端短路时,将构成交流电源的两相或三相短路,导致阀元件严重过电流。

5.1.2 直流线路短路故障

直流线路短路与换流器直流端短路类似,但其短路点不在换流器直流端出口附近,而是位于直流线路中间某一位置,因此与换流器直流端短路相比,其短路的严重程度相对要弱一些。

直流输电系统中配置的定电流控制,可以快速有效地抑制直流线路短路故障的扩大和短路电流的上升。

5.1.3 交流系统故障

与直流系统相关的交流系统,包括与换流站母线相连的两侧交流系统和换流站内的交流系统两部分。讨论交流系统故障的重点,主要是研究故障对直流输电的影响。

(1) 整流侧交流系统故障。整流侧交流系统发生短路故障时,将造成整流站交流母线电压下降,从而导致整流器输出直流电压和电流都相应下降。此时整流器的定电流控制将快速动作,并逐渐减小触发脉冲相位角 α ,试图将输出电流调回到 $I_d = I_{d0}$;当调到 $\alpha = \alpha_{\min}$ 尚不能维持 $I_d = I_{d0}$ 时,整流器将自动转入定 α_{\min} 特性运行,使得直流电流因失去控制而继续减小,直到低于逆变器减额定电流控制设定值,即 $I_d \leq I_{d0}' = I_{d0} - \Delta I_d$ 时,逆变器减额定定电流控制投入工作,最终使系统稳定运行在整流器定 α_{\min} 、逆变器定 I_{d0}' 状态,此时直流电压完全则取决于整流侧交流系统故障后残余电压水平。

(2) 逆变侧交流系统故障。逆变侧交流系统发生短路故障时, 将造成逆变站交流母线电压下降及其线电压过零点移动, 从而直接导致逆变器换相角和关断角的变动, 以及通过逆变器阀的电流增大, 这些因素都会造成换相失败故障。就交流系统故障对直流输电的影响而论, 显然逆变侧系统的影响比整流侧系统大。但由于逆变器控制特性中一般都配置定关断角 (定 δ_0) 控制 (一般 $\delta_0 > \delta_{\min}$ 并留有足够的安全裕度, δ_{\min} 为阀不发生换相失败所需的最小关断角), 因此实际上逆变器的安全运行具有一定抗扰动能力。

5.2 直流输电系统的保护

5.2.1 直流输电换流站保护配置

电力系统中采用单元主保护系统和非单元后备保护系

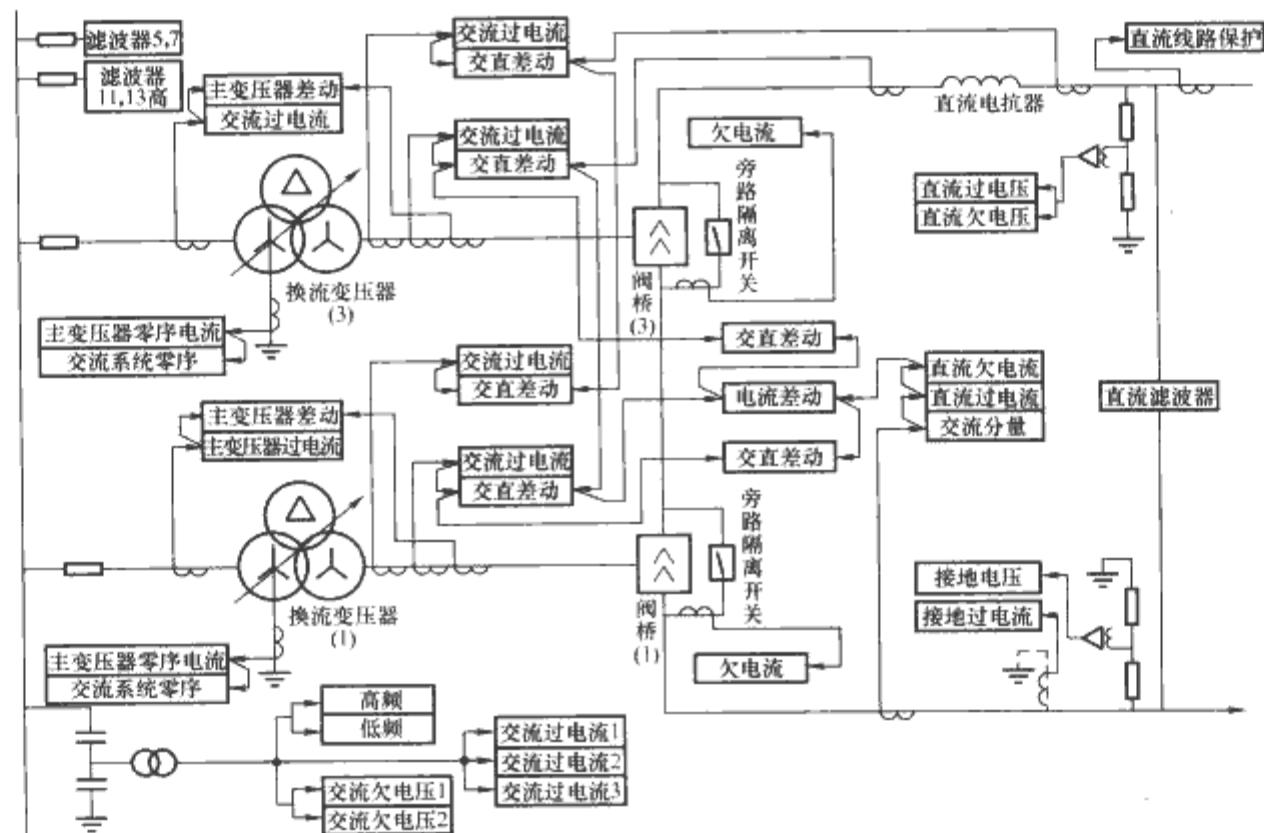


图 11.4-22 直流输电换流站保护配置

(1) 交流部分保护。除了如图 11.4-22 所示的换流变压器差动保护外, 在交流系统还设有其他常规保护, 如交流过电流保护、零序电流保护、零序电压保护等。

(2) 换流阀保护。过电流保护方面, 以换流器交、直流差动保护 (简称桥差) 和双极直流电流横差保护 (简称极横差) 作为主保护。此外, 换流站还装有大量其他监控装置 (如冷却系统、元件温度、个别元件损坏及控制回路的监视等), 以便进一步加强对主设备运行情况的监视。

(3) 直流线路保护。通常以过电流、低电压、纵差、电压变化率以及它们的组合等为基础构成直流线路的保护方案。另外, 直流线路采用行波保护特别有利, 因为直流线路短路或接地故障的波过程与区外故障或运行操作的波过程有较大差别, 而且金属性短路故障发生后的行波呈全电压矩形波, 检测灵敏度和故障地点测距精度高。对于高电阻电弧短路故障存在的死区, 通常以低直流电压保护作后备。

有些阀故障未能有效反映在上述换流器保护配置的检测环节中, 如整流器不触发故障、逆变器连续换相失败等。而这些故障一般会在直流线路的电压或电流中引起交流基波分量, 所以一般还在线上设置交流入侵保护。

5.2.2 各种主要保护动作后采取的典型处理措施

充分利用换流器阀的可控性来保护直流系统, 可以使保

护对故障过程的控制和处理具有更大的灵活性和有效性。归纳起来有以下 6 种典型的处理措施:

(1) 急速 (紧急) 移相。急速移相是指迅速将整流器阀的触发脉冲相位移至 $\alpha = 120^\circ$ 左右, 从而使整流器快速进入逆变运行状态。

(2) 故障控制。是指根据不同类型故障, 将不同于正常时序的触发脉冲分配给特殊指定的阀, 从而抑制正常触发次序下的故障的发展过程, 达到减小故障影响的目的。

(3) 投旁通对。旁通对是三相换流器中连接到同一交流相的 1 对阀, 投旁通对的操作是同时触发同相的 1 对阀, 换流器的其他 4 个阀全都闭锁。旁通对投入后直流回路被旁通对短路, 换流器的交流侧只有旁通对连接的交流相与直流回路相连, 其他两相被闭锁阀阻断, 从而可以减小因故障而使换流器发生直流偏磁, 在操作方面也可以迅速断开交流侧的断路器。

(4) 门极闭锁。是指停止向换流器发送触发脉冲的操作, 或称脉冲闭锁。门极闭锁指令发出后, 换流器各阀不再被触发, 在闭锁脉冲前已被触发开通的阀不能立即关断, 换流器将通过仍在导通的两个阀把三相交流中的两相连接到直流端, 将交流电压加到直流回路。只有当这两阀的电流下降到零, 才能自行切断交直流之间的联络。

(5) 自动再启动。整流器实行门极闭锁或急速移相之

后,直流回路处于无电流状态,但未断开交流断路器。在间隔一段时间之后,再恢复两端换流器运行,使直流系统恢复直流输电所需时间要比正常启动短得多。

(6) 交流断路器跳闸。交流断路器设在换流变压器的交流侧,用它来实现与换流站交流母线的连接或断开。在交流断路器跳闸之前,必须使通过断路器的电流及直流侧电流下降到零。为了加速交流断路器跳闸,换流器或直流侧必须提供直流回路的旁通电路,让直流电流仍有一个闭合的回路。

6 直流输电系统的主要设备

6.1 直流输电线路

直流线路是直流输电系统的重要组成部分。直流输电之所以在经济上具有竞争力,其主要原因就在于直流线路的经济指标优于交流线路。

就基本结构而言,直流输电线路可分为架空线路、电缆线路、架空—电缆混合线路三种类型,它们分别用于不同的场合。此外还有一种与直流输电密切相关的独特电路——回流电路,已在实际工程中获得广泛应用。

6.1.1 直流架空线路

直流架空线路有一系列与交流架空线路不同的特点,如直流电晕及其派生效应、绝缘子结构及其运行特性、耐雷性能与绝缘配合、杆塔结构等。

(1) 直流电晕及其派生效应。交、直流电晕机理上的最大差别在于空间电荷的分布与影响不同。在交流电压下,电晕产生的空间电荷只在导线附近一个相当小的范围内往返振荡,大部分外围空间不存在空间电荷;而在直流电压下,单极导线电晕的作用会使得整个电极空间(导线—大地)充斥着与导线极性相同的空间电荷,由于导线上的电压极性保持不变,所以这些空间电荷将使导线附近的电场变弱,使外围空间的电场增强,从而使整个电场变得较为均匀,这就是空间电荷产生的屏蔽效应。

直流电晕的派生效应包括电晕损耗、无线电干扰、可闻噪声等。

(2) 直流架空线路的绝缘:

1) 绝缘要求。对直流架空线路绝缘的基本要求如下:

a. 能够长期耐受运行电压。直流下绝缘子污染速度快、电气强度下降得多,腐蚀问题严重,所以应采用特殊的直流绝缘子。

b. 能够耐受正常操作及故障引起的内部过电压。
c. 应使直流架空线路的雷击故障率处于容许值以下。

2) 直流线路绝缘子。绝缘子的直流耐压随污染度的增大而降低,且比交流情况下降低得更多。在同样条件下,绝缘子串的负极性直流闪络电压约比正极性时低 10%~20%,所以通常取负极性作为耐压试验条件。

直流绝缘子在运行中还会遇到一个突出的电解腐蚀问题。目前解决这个问题最通用的办法是在钢脚上加镀锌套,它可使直流绝缘子的寿命延长 1 倍左右。

直流绝缘子的结构形式一般均为耐污型,即具有较长的表面泄漏距离,以利于缩短绝缘子串的总长度。此外,直流绝缘子还应具有良好的自洁性能。目前直流线路采用的耐污型绝缘子一般为玻璃绝缘子、瓷质绝缘子或合成绝缘子。

直流绝缘子的主要尺寸见表 11.4-3。

表 11.4-3 直流绝缘子的主要尺寸

型号(厂家)	材质	盘径 D (mm)	高度 H (mm)	泄漏距离 l (mm)	l/H
F160PD.C (法国 SEDIVER 公司)	玻璃	320	170	540	3.1
CA-735 (745) EZ (日本 NGK 公司)	瓷质	320	170	545	3.2

3) 绝缘子串的选择。在选择绝缘子串中的元件片数时,原则上应同时满足工作电压、内部过电压和雷电过电压三方面的要求。但实际往往取决于第一要求,即工作电压才是决定性因素。

按污染条件和工作电压的要求选择绝缘子片数的方法有多种,最常用的是泄漏比距法,即根据实际情况选定绝缘子型号及要求的绝缘子串泄漏比距 λ_{dc} ,再按式(11.4-17)求出绝缘子片数 n ,即

$$n = \frac{U_{dc}}{l} \tag{11.4-17}$$

式中: l 为单片绝缘子表面几何泄漏距离, cm; U_{dc} 为线路额定直流电压, kV。

表 11.4-4 所示为 ABB 公司推荐的线路绝缘子泄漏比距。

表 11.4-4 线路绝缘子的泄漏比距 (ABB 公司推荐)

地区类别			泄漏比距 (cm/kV)		
			交流线路 λ_{ac}	直流线路 λ_{dc}	$\lambda_{ac}/\lambda_{dc}$
I	洁净地区	林区、农村	1.6	2.2	1.38
II	一般地区	工业区外围、 远离海岸处	2.3	4.0	1.74
III	污秽地区	工业区、滨海区	3.0	5.2	1.73
VI	严重污秽区	化工厂、 火电厂等附近	4.0	7.0	1.75

4) 空气间距。确定直流架空线路的绝缘要求时,适当选择带电部件与接地部件之间以及带不同电位的部件之间的空气间距,是一个十分重要的问题。它对线路运行的可靠性、杆塔形式及尺寸、线路建设费用等都有很大影响,在超高压情况下尤为突出。

一般情况下,直流架空线路的塔头空气间距主要取决于内部过电压的要求,并可按下述简单方法确定:

a. 确定直流线路的内部过电压计算值。通常可取直流线路内部过电压计算倍数为 1.7,如再考虑最大工作电压可能比额定工作电压 U_{dc} 高出 5%,则内部过电压计算值为

$$U_s = 1.7 \times 1.05 U_{dc} = 1.8 U_{dc} \tag{11.4-18}$$

b. 对内部过电压计算值按式(11.4-19)进行修正,即

$$U'_s = K_a K_s U_s = 1.8 K_a K_s U_{dc} \tag{11.4-19}$$

式中: K_a 为裕度系数,一般取 1.15~1.20; K_s 为操作波形换算系数,可取 1.1。

如果足够可靠的“导线—杆塔”气隙的操作冲击击穿特性可资利用,即可查得相应的最小空气间距 D_{2min} ,并进而确定应有的塔头空气间距 D 。

不同电压等级下直流架空线路塔头最小间距 D_{2min} 见表 11.4-5。

表 11.4-5 不同电压等级下的直流架空线路塔头最小间距

直流线路额定电压 U_{dc} (kV)	250	400	500	600	750
塔头最小间距 D_{2min} (m)	1.2	2.15	2.9	4.0	6.0

6.1.2 直流电缆

许多场合由于特殊原因而不得不采用电缆来送电，此时往往需要采用直流输电，主要原因如下：

(1) 电缆在直流电压作用下的绝缘强度几乎等于交流下的 3 倍，所以同样一根电缆用于直流输电，其工作电压可取得比交流输电时高得多，输电容量亦相应增大。与架空导线相比，电缆的制造成本和售价都十分昂贵，所以电缆线路的交、直流输电等价距离（只有几十公里）要比架空线路小得多。

(2) 电缆的电容相当大，交流下的大电容电流成为制约输电距离的重要因素。与此相反，直流下电缆的输电距离几乎没有限制，因为此时其稳态电容电流仅由纹波电压引起，数值甚小。

除上述主要优点外，在跨越海峡的场合采用直流电缆输电还有一个好处，即在必要时，可仅用一根单芯电缆并利用海水作为回流电路来输送电力。

6.1.2.1 直流电缆的种类

目前实际使用的高压直流电缆主要有下列 4 种：

(1) 黏性活浸渍纸绝缘电缆。它是采用得最早、用得最多的直流电缆，其特点是结构简单、价格相对便宜，但其工作场强只能达到 25kV/mm 左右，因此额定工作电压只能达到 250~300kV。这种电缆不需附加的供油或供气设备，适合于作长距离海底敷设，而且海水的良好冷却作用能避免活浸渍剂的流动。但它不宜作大落差敷设，因为大落差容易造成浸渍剂的流失。

(2) 充油电缆。其特点是具有较好的绝缘性能及较高的工作场强与运行温度。额定电压超过 250kV 时大多采用这种电缆。近年来，由于较好地解决了长距离供油技术问题，更扩大了它的应用范围。

(3) 充气电缆。其特点是电介质通常选用高密度浸渍纸再充以压缩气体组成，故绝缘强度较高，工作场强可达 25kV/mm 以上。它适宜于作长距离海底敷设及大落差敷设，但由于增大充气压力并不能使绝缘的冲击击穿场强显著提高，而对电缆及其附件的密封性与机械强度却提出了很高的要求，所以没有获得广泛采用。

(4) 挤压塑料电缆。这种电缆的绝缘层采用挤压成形的聚乙烯或交联聚乙烯，其结构、工艺过程较为简单，坚固耐用，较适合作海底电缆，且在某些方面具有突出优点，因此近年来备受关注。

6.1.2.2 直流电缆绝缘工作条件的特点

直流电缆及其接头盒与交流电缆及其接头盒的工作条件差别很大，尤其是绝缘层中的介质现象迥然不同。

(1) 电位分布不同。交流下，电缆介质中的电位分布与其电容率 ϵ 成反比关系，且几乎与温度及场强无关；直流下，电缆介质中的稳态电位分布与电阻率 ρ 成正比关系，且与温度及场强密切相关，但当遭受过电压冲击时，其介质电位分布又主要取决于电容率。

(2) 最大场强不同。交流下，电缆中的最大场强总是位于其芯线表面处；直流下，电缆中的最大场强视温度或温度梯度条件既可以出现在其芯线表面处，也可以出现在其绝缘层外边界处。通常空载时位于导电芯线外表面，带负荷时转移到铅包内表面，而在电压瞬时大幅度变化或过电压下一般

均出现在芯线侧。

(3) 耐压强度不同。电缆绝缘的直流耐压强度要比交流耐压强度大得多，所以它在直流下的工作场强可比交流下大 2.0~2.5 倍，甚至更多。

(4) 温度极限不同。交流电缆的温度极限取决于介质材料的物理特性与敷设方式；直流电缆的温度极限不仅受介质材料及其结构限制，还取决于温度改变时介质中场强的变化情况。

(5) 作用电压不同。交流电缆的绝缘等级与其所承受的稳态工频工作电压及可能的暂态工频操作过电压与雷电过电压有关；直流电缆的绝缘等级除了要考虑其所承受的稳态直流工作电压外，也要考虑雷电过电压及某些内部过电压的作用。尤其要强调的是：在直流系统中还会出现一些特有的内部过电压和潮流反向使电压极性反转等特殊工作条件，研究直流电缆绝缘问题时必须特别注意。

6.1.2.3 高压直流电缆的结构

高压直流电缆通常采用以下 3 层结构：

(1) 导电芯线。材料一般为铜，其截面积按额定电流、允许电压、短路容量等因素选定。选择芯线结构时，应着重考虑发生故障时海水通过芯线内缝隙渗透的问题，一般可采取压紧、焊接、涂水密材料等堵水措施。

(2) 绝缘层。其厚度取决于所用的绝缘材料与绝缘结构，并应满足以下要求：

1) 额定直流电压且空载情况下，芯线表面场强应在允许值以下。

2) 额定直流电压且最大允许超载情况下，铅包内表面场强应在允许值以下。

3) 额定电流下，芯线表面温度不应超过允许值。

4) 能耐受冲击试验电压的作用。

(3) 外护层。电缆外护层结构的选择与敷设条件有关。直流电缆大多为水下敷设，以海底电缆为例，其外护层包括：

1) 金属护套。从耐蚀性、可挠性等要求出发，海底电缆不宜用铝护套，而希望用铅护套（其厚度一般为 2.3~3.0mm）。

2) 防蚀层。通常只要加一层由塑料制成的护套，即可防止电腐蚀。但一旦塑料防蚀层受损伤，将出现局部性的加速腐蚀，所以有些电缆用浸沥青绝缘胶的纸带组成轻防蚀层，或在几层橡胶带之间涂上沥青绝缘胶。

3) 铠装。由于海底电缆在敷设过程中会受到很大的张力，敷设后会受到潮汐、波浪的磨损，锚具、渔具等也可能造成其外伤，所以对于海底电缆的铠装必须十分重视。一般可用直径为 6~8mm 的镀锌钢丝作铠装，受外伤的可能性较大者，更需采用双层铠装。

6.1.3 大地回路

直流输电的回流电路有金属回路和大地（包括海水）回路两种基本类型。有些直流输电工程采用了金属回路，但更多的工程选择大地回路。

单极线路与双极线路通常在运行时就利用大地（或海水）作为回流电路。采用大地回路的双极线路，在正常运行时只有很少一部分电流（不平衡电流）流入大地，但在一极发生故障时，另一极仍可利用大地作为回路继续运行，这时大地起着备用导线的作用。所有这些长期或临时利用大地（或海水）作为回流电路的直流线路，都可称为带大地回路的线路。

利用大地作为回流电路具有下列好处：

(1) 与同样长度的金属回路相比, 大地回路具有较小的电阻和较小的损耗。

(2) 采用大地回路时, 可以根据输送容量的逐步增大而进行分期建设。如第一期可以先按一极导线加大地回路的方式作单极运行, 第二期再架设另一极导线, 使之成为双极线路。

(3) 在双极线路中, 当一极导线或一组换流器停止工作时, 仍可利用另一极导线和大地回路输送一半或更多的电力。

但是, 采用大地回路也会带来一系列问题和副作用, 主要有:

(1) 接地电极的材料、结构和埋设方式必须因地制宜加以选择、设计和施工, 其中有不少技术问题必须加以研究。

(2) 在接地电极附近会产生可能危及人、畜、鱼类的危险电位梯度。

(3) 地中电流会对地下金属物体 (特别是电缆、水、油、气管等伸长物体) 造成电解腐蚀。

(4) 地中电流会对其他电系统产生干扰影响。

(5) 海底电缆电流所产生的磁场会对磁罗盘造成影响。

(6) 回流电流会对鱼群等水生物产生一定的影响。

采用大地回路时必须认真研究上述不利因素, 并采取相应的防护措施。

6.1.4 接地装置

接地电极周围土壤的发热和阳极腐蚀是直流接地装置的两个特殊问题。土壤发热是决定接地电阻和接地电极形状及尺寸的主要因素, 阳极腐蚀则决定着接地电极的材料和敷设方式。

(1) 接地电极周围土壤的发热。当直流电流经由接地电极流入大地时, 接地电极附近的土壤温度将因发热而逐渐上升。如果电流过大以致温度上升到使土壤中的水分发生沸腾而汽化, 则土壤的电阻率将急剧上升, 会使接地电阻急剧增大, 从而使接地电阻所消耗的功率进一步增大, 这样将导致更大范围内土壤水分的沸腾汽化。如此循环下去, 将使接地电极不能工作而导致停电, 这就是热不稳定情况。考虑到温度测量可能有 1°C 的误差, 电极各温度的分散性为 3°C , 所以通常把电极附近土壤的最大容许温度取为 96°C 。最大容许温度减去无电流时的土壤最高温度, 即可得出土壤的最大容许温升。

(2) 接地电极的形式和敷设方法。为充分利用电极材料, 避免电流在电极表面不均匀流散而引起局部土壤过热, 直流接地电极形式的选择应以尽可能使流散电流沿电极分布均匀为前提。接地电极可敷设在陆地上, 也可敷设在海岸边或海水中。根据地形条件的不同, 可选取直线形、圆环形或放射形, 也有采用排成一直线的并联垂直电极或排列在圆周上的并联垂直电极等形式。

1) 陆地电极。若要达到所需的接地电阻, 陆地直流接地电极应埋设在土壤电阻率低、上层土壤厚的地方。为防止直流接地电流对交流系统的影响, 直流接地电极应埋设在远离换流站的地方 (距离一般不应短于 10km), 并通过专门的接地极引线与交流器接地端相连。

可双向运行的直流输电线路两端的接地电极都有可能作阳极运行, 则两侧接地电极均应采取防腐蚀措施。最常用的方法是把金属电极埋设在焦炭中而不与土壤接触, 即在离地面某一深度 (一般为 1.5m 左右) 处挖一截面为 $b \times b$ (b 一般取 $0.3 \sim 0.6\text{m}$) 的正方形沟道, 然后在沟道中填入焦炭层并夯实。在焦炭层的中央敷设一条钢导体, 最后用回填土将

沟道填满。焦炭必须捣碎, 并有 20% 的细屑, 其含碳量应大于 92% , 含硫量应小于 1% , 灰分应小于 1% 。焦炭层太松会加速接地电极的损耗, 太实又会妨碍接地电极运行时所产生气体的排出。焦炭层上面的回填土也应恢复到原来的密度, 不可夯得太实, 以利气体逸散。

接地电极的引出线需采用电缆并深入到焦炭层中, 以免和土壤接触而被腐蚀。

2) 海岸电极和海水电极。海水的电阻率只有 $0.2\Omega \cdot \text{m}$, 所以海水或海岸直直接地电极的接地电阻可以做得很小, 在地理条件许可的情况下应尽量采用。目前全世界的直流工程约有 75% 采用这种电极。在只作阴极使用时, 海水电极特别经济, 这时只需在海底敷设 1 条裸铜线即可。在海水里的阳极附近会放出氯气, 将腐蚀大多数金属、木材、橡胶及某些塑料。为了防止氯的腐蚀, 应当采用石墨或镀铂的钛做阳极, 并在其周围设置聚氯乙烯或混凝土的屏蔽围栏, 以免鱼类过于接近电极。馈电给电极的导线也要用聚乙烯塑料或其他合适的塑料作绝缘。为了防止波浪的破坏作用, 海水电极应放在具有防波堤的海湾中, 或放在足够深的海底。

海岸电极常用一行直线排列的垂直电极, 它们分别放在多孔的混凝土管道中, 后者又放在由大块砾石或卵石形成的多孔石床中, 海水可以通过这些孔自由流动, 从而保证所需的接地电阻, 带走接地极附近的热量, 排去阳极附近产生的氯气和氧气。如果海水自然流动得不够快, 可建一个水泵系统不停换水。如果水不流动, 则阳极温升和腐蚀会大大增加。

(3) 接地电阻。是指从接地电极至无穷远处土壤的总电阻, 数值上等于接地极 (电极到无穷远处零电位面间) 电位与流入接地极的电流之比, 即 U/I 。直流输电工程的接地电阻一般很小。

6.2 换流站及其设备

6.2.1 换流站构成

换流站是整流站或逆变站的统称, 主要由阀厅、控制楼、开关场、换流变压器、平波电抗器、交流滤波器组、无功补偿设备、接地极及其他辅助设施或设备系统 (如各种冷却设备、水处理设备、维修设备、通信设备及行政管理系统和生活设施等) 组成。

(1) 阀厅是换流站的核心, 厅内装有晶闸管换流器。整个阀厅必须具有很好的电磁屏蔽设施, 以防止造成电磁环境污染。阀厅内还必须保持符合运行要求的空气温度、湿度和净化度。

(2) 控制楼是换流站的运行监控中心, 控制调节装置、继电保护装置、监控装置、通信装置、站用电装置及其他辅助设备大都安放在控制楼内。

(3) 换流变压器在整流站, 其主要作用是向阀厅中的换流器提供交流电力; 在逆变站, 其主要作用是从换流器接受交流电力。

(4) 交流开关场根据需要安装有一定数量的交流断路器, 其作用是将换流站和交流系统相连或断开; 当换流站的主要设备发生故障时, 通过一定的操作步骤, 将故障设备退出运行。直流开关场主要安装直流侧接地、切换隔离开关等。

(5) 交流滤波器和直流滤波器 (含平波电抗器) 的作用是分别滤去交流侧和直流侧的有关谐波。交流侧通常安装有 5、7、11、13 次等疏导型谐振滤波器和 14 次以上的疏导型高通滤波器 (通常并联在换流变压器 Δ 接法的第三绕组

侧),以滤除相应的谐波电流;直流侧一般只需安装大电感平波电抗器(阻塞型滤波器,串联在换流器直流端出口处)以阻止交流纹波流入直流线路即可,当要求直流线路电压、电流平直时,也加装6、12次等疏导型滤波器(有时还设有13次以上的高通滤波器)以滤除相应次谐波(并联在换流器直流端出口平波电抗器后的直流线路上)。

(6) 无功补偿设备的作用是为换流站提供所需要的无功功率。在逆变站,无功补偿设备还供应受端系统近区负荷所需要的无功功率。换流站所需的无功功率大部分可由交流滤波器提供,其余部分则由安装在站内的电力电容器、同步调相机或静止补偿器等无功补偿设备提供。

(7) 接地极的作用是连接大地(海水)回路,同时也固定了换流站直流侧的对地电位。在单极直流输电系统中,接地极通过的电流等于极导线中的电流;在双极直流输电系统中,接地极理论上没有电流,但实际上有1%左右的不平衡电流通过。

(8) 换流站有它自己专门的站用电系统,以保证换流站在正常状态和事故状态下的安全运行。站用电系统包括交流系统部分和直流系统部分。交流系统部分应保证交流用电设备的正常供电;直流系统部分应保证所有控制、保护、通信、操作、事故照明的正常供电。

换流站的功率损耗主要包括换流变压器、换流器、交流滤波器、平波电抗器等功率损耗及站内辅助设备的功率损耗,一般在额定负荷的1%以内,亦即换流站的总效率在99%以上。

6.2.2 主接线

换流站电气主接线有两种构成方式:①换流单元直流侧串联,如图11.4-23(a)所示;②换流单元直流侧并联,如图11.4-23(b)所示。目前多用串联方式,如我国葛洲坝—上海±500kV直流输电工程,其换流站电气主接线由4个换流单元串联构成。

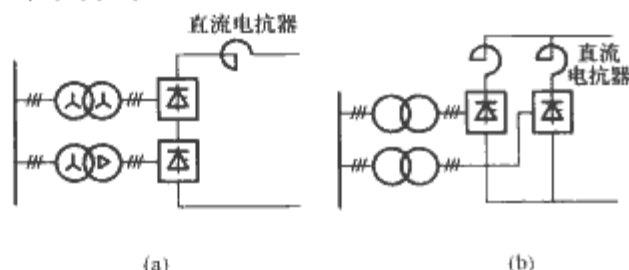


图 11.4-23 换流站主接线的构成方式
(a) 换流单元串联; (b) 换流单元并联

6.2.3 换流器

换流器是直流输电中完成整流或逆变任务的主要设备,其基本单元为图11.4-3所示的三相桥式电路。桥式电路中的6个桥臂称为阀臂,也称换流阀。单桥换流器由一个基本换流单元构成,其直流电压是6脉波的;双桥换流器由两个在交流侧并联(在两台分别为Y/Y与Y/△接法的换流变压器网侧并联)、直流侧串联的基本换流单元构成,因此可获得12脉波的直流电压。

(1) 换流阀构成。换流阀根据构成元件的不同有汞弧阀、二极管阀和晶闸管阀之分。可控硅阀是晶闸管阀的一种,现代高压直流输电系统中的换流器基本上都是由可控硅阀构成。

一个可控硅阀(阀臂或桥臂)通常由许多可控硅元件串联组成,同时为安装、检修方便,一般把若干个元件组成一个组件(包括循环冷却器、均压阻尼电路、阀电抗器及元件门极触发控制电路等辅助设备)。将几个组件安装在一层,

再由几层组成一个桥臂,也就是一个单阀。若将两个单阀叠装在一起,就组成一个双重阀;若将4个单阀叠装在一起,即组成了一个四重阀。四重阀结构可使换流器结构更为紧凑,从而大大减小阀厅所需空间。

阀的绝缘方式有空气绝缘、油绝缘和六氟化硫(SF_6)气体绝缘;冷却方式有空气冷却、油冷却、水冷却和氟利昂冷却。绝缘方式和冷却方式之间的配合主要有4种形式,即空气绝缘—空气循环冷却、油浸绝缘—油循环冷却、空气绝缘—水循环冷却和六氟化硫绝缘—氟利昂冷却。

阀的安装方式有两种:①安装在对地绝缘的平台上,即所谓的座装式结构(又称塔式阀),这种阀不适宜安装在地震活动区或对抗震要求较高的场合;②吊装在阀厅内承重梁下,即所谓的悬垂式结构(又称悬垂阀),这种阀具有柔性的摆式悬挂系统,阀的每一层都可在任何水平方向摆动,因此抗震强度高。目前,绝大多数换流阀采用悬垂式安装方式。

(2) 阀触发系统。阀触发系统包括从控制装置输出端到各个元件门极为止的全部电路和装置,其作用是向换流器各阀的门极发出一组具有一定脉冲宽度、幅值及其他要求的触发脉冲,实现对换流器各阀开通时刻(或相位)的控制,进而达到调节直流输电系统的电流、电压及功率的目的。

可控硅阀的门极触发方式,根据其构成元件的不同(是否光触发型)可分为电触发和光触发两种。触发脉冲的传送方式主要有两种方案:①通过脉冲TA实现触发脉冲电位隔离与传送的电磁传送方式;②利用电光—光电转换器(包括中间的光纤通道)实现触发脉冲电位隔离与传送的光电传送方式。后者可彻底解决处于低电位的触发脉冲发生装置与处于高电位的元件门极通道之间绝缘和触发信号在传输过程中的电磁干扰问题,因此被广泛采用。换言之,不管元件门极触发方式如何,目前均采用光电传送方式将来自控制装置的触发脉冲传送到处于高电位的元件门极附近,然后再经放大器放大后送往门极;若可控硅阀是光触发型的,则可直接用光信号触发,从而省去门极触发电路。直接光触发方式将是今后发展的主流方向。

(3) 阀的均压和阻尼。换流器各桥臂一般均由几十至数百只可控硅串联构成,由于制造工艺等原因,各串联元件的特性参数必然存在分散性,从而导致工作过程中各元件承受的电压不平衡,因此必须采取有效均压措施,以确保运行时的安全性、可靠性。

另外,阀在换相过程中(特别是开始和结束时刻)往往还会产生高频振荡,且由于换向回路电阻一般很小,这种振荡衰减得很慢,从而不但产生无线电干扰等不利影响,而且可能对换流器自身的绝缘安全等造成威胁。因此,必须在换流回路中采用阻尼电路来抑制这种高频振荡。

阀的均压阻尼电路如图11.4-24所示。图中: R_p 为静态均压电阻; R_1C_1 为动态均压阻容; R_dC_d 构成振荡阻尼电路;LV为阀组件电抗器; C_2 为组件层间动态均压电容; C_g 为组件对地杂散电容。

(4) 阀的过电压保护。每个阀中可控硅元件的串联数目是根据元件的正、反向阻断电压和绝缘配合的要求来决定的。对于正向过电压,一般可采用触发导通保护和借助阀避雷器动作保护。正向过电压触发开通保护一般由并联在元件阳极—门极之间的压敏元件或BOD器件(需串联适当的限流电阻)进行保护,如图11.4-25所示。

(5) 元件故障检测。可控硅阀通常由许多元件串联而成,并且考虑有一定的冗余度,因此在个别元件故障(击穿

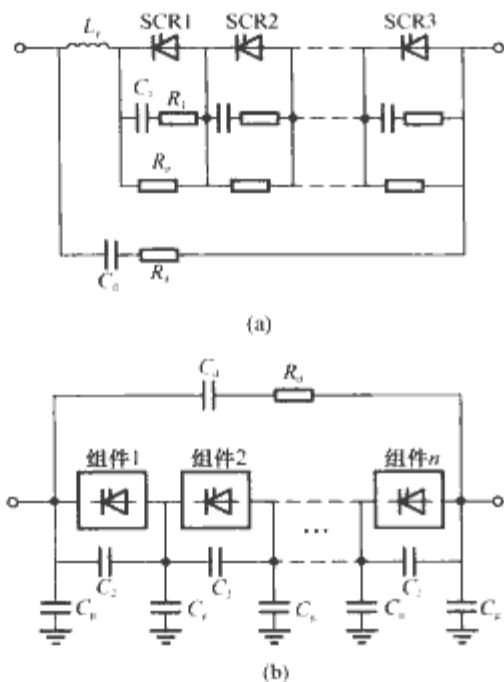


图 11.4-24 均压阻尼电路
(a) 一个组件内的均压阻尼电路;
(b) 组件间的均压阻尼电路

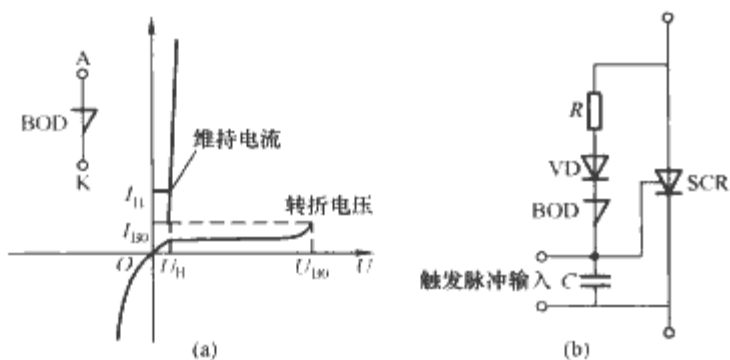


图 11.4-25 用 BOD 做可控硅元件的正向过电压保护
(a) BOD 的符号及伏安特性; (b) 阀元件正向过电压保护电路

导通而失去控制开通和正反向阻断能力) 情况下, 仍能保证正常运行。实际运行过程中, 一般要加强对阀的如下几种安全状态的实时监测:

- 1) 门极脉冲是否正常。
- 2) 阀内组件电压分配是否均匀, 阻容电路电压是否平衡。
- 3) 晶闸管元件的端电压是否正常。
- 4) 阀电流的瞬时值是否超标。
- 5) 冷却水是否泄漏等。

6.2.4 换流变压器

6.2.4.1 换流变压器的作用

换流变压器的作用是将送端交流电力系统的电功率送到整流器, 或从逆变器接受功率送到受端交流电力系统。它利用两侧绕组的磁耦合传送功率, 同时实现了交流系统和直流部分的电绝缘和隔离, 以免交流电力网的中性点接地和直流部分的接地造成某些元件的短路; 另一方面是实现电压的变换, 使换流变压器网侧交流母线电压和换流桥的直流侧电压能分别符合两侧的额定电压及容许电压偏移。另外, 它对于从交流电网入侵换流器的过电压波还起抑制作用。

6.2.4.2 技术特性和要求

(1) 漏抗。由于可控硅元件过载能力很弱, 所以从限制阀臂短路故障电流的要求出发, 换流变压器的漏抗设计得比普通电力变压器要大, 一般为 $17\% \sim 20\%$ 。但从减小换相电压、动态过电压及降低无功功率及其引起的能耗考虑, 又希望漏抗小一些为宜。目前有较大容量的可控硅元件可供选

择, 必要时可以留有较大的备用过载容量。因此可在此基础上, 考虑选定换流变压器漏抗值。

三相参数不对称是引起非特征谐波的原因之一。为减小非特征谐波, 换流变压器的三相漏抗实测值与规范值的容许差别要尽可能小, 普通电力变压器漏抗容许的实测差为 $7.5\% \sim 10\%$, 换流变压器的容许值要小得多, 要降低到 3% 甚至 2% 以下。

(2) 承受交、直流应力的能力。换流变压器 (特别是它的阀侧绕组) 运行在交、直流并存的条件下, 必然同时承受交、直流应力的作用, 设计时必须充分考虑。

(3) 高次谐波电流的影响。换流器运行过程中会在其交、直流两侧产生大量谐波电流和谐波电压。谐波造成的漏磁分量可能使换流变压器的某些金属部件和油箱产生局部过热现象, 并且增加其杂散损耗; 谐波电流产生的磁伸缩现象还会引起振动和对听觉较为敏感频带的噪声, 设计时需予以考虑。

换流变压器中有较强谐波偏磁通过的地方, 应采用非磁性材料制造紧固件, 并在绕组与外壳之间采取磁屏蔽措施。在现场, 必要时可建造吸音墙, 或将换流变压器安装在隔音室内。

(4) 直流偏磁。换流器触发脉冲间隔不相等, 以及换相电压不对称等, 都会造成变压器绕组中正、负两半波信号之和 (平均值) 不等于零, 从而产生直流分量。直流分量流过换流变压器励磁回路将导致直流偏磁, 其后果是造成变压器铁心周期性深度饱和, 使变压器的损耗及温升都增加。

(5) 有载调压范围广。为使直流输电系统经常运行在最佳状态, 一般要求采用具有较多分接头的有载调压换流变压器, 可调范围一般达 $\pm 15\% \sim \pm 20\%$, 且每挡调节幅度较小, 常为 $1\% \sim 2\%$, 以达到分接头调节和换流器触发角控制联合工作时无调节死区和避免频繁往返动作的目的。

6.2.5 平波电抗器

平波电抗器也称为直流电抗器, 一般串接在每个极换流器的直流输出端与直流线路之间。平波电抗器在结构上可以分为空芯带磁屏蔽的和有铁心带气隙的两种类型。前者的电感值接近线性, 结构简单; 后者的结构类似消弧线圈或并联电抗线圈, 当通过直流电流时, 电感增大, 具有非线性的特性, 有利于避免 I_d 较小时发生电流间断。

6.2.5.1 平波电抗器的作用

平波电抗器的主要作用有: ①限制直流系统发生事故时直流电流上升率, 以免事故扩大; ②抑制直流侧谐波分量, 减小对邻近高频通道的干扰; ③防止直流低负荷时直流电流间断引起过电压现象的发生; ④抑制线路电容和换流站直流端容性设备通过换流阀的放电电流, 避免损坏阀元件; ⑤抑制 (缓冲) 沿直流线路侵入换流站的过电压。为此, 要求平波电抗器的电感量越大越好。但是直流电感太大, 运行时容易产生过电压, 同时电磁惯性太大, 会导致自动控制响应迟钝, 合理的做法是在满足上述条件下尽可能选小值。

设计平波电抗器时, 其电感量的取值应按如下三方面要求进行估算, 并取其中最大值进行校核: ①能有效限制故障电流上升率, 避免发生后继换相失败; ②在最小容许平均直流电流下运行时仍保证不发生电流间断; ③有效抑制谐波电流, 使之满足系统要求。

6.2.5.2 平波电抗器的接线和布局

图 11.4-26 是平波电抗器接线和布局实例, 其中图 11.4-26 (a) 是平波电抗器的常规接线方式, 一般安装在换流器直流端高压侧; 图 11.4-26 (b) 为加拿大纳尔逊河直流

输电工程采用的接线方式,其特点是将安装在换流器直流端高压侧的平波电抗器分成两部分,并在二者之间并联接入电容器,以增强抑制高次谐波电流和高频阻塞的效果;图 11.4-26 (c) 是美国 CU 工程采用的接线方式,其特点是将平波电抗器分成两部分,分别装在换流器的高、低压侧,且高压侧的电感值较小,低压侧的电感值较大,既降低成本,又减小高压侧线圈的匝间电容,增强了其高频阻塞的效果;图 11.4-26 (d) 是适用于电缆线路的一种特殊接线方式。

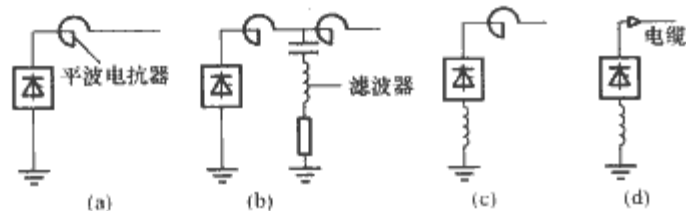


图 11.4-26 平波电抗器的设置方式

(a) 常规接线方式; (b) 纳尔逊河工程接线方式;
(c) CU 工程接线方式; (d) 英法海峡工程接线方式

在空间和平面布置方面,不少工程为提高可靠性,将平波电抗器阀侧套管像换流变压器桥侧套管一样伸入阀厅(有的工程甚至将电抗器的两个套管都伸入阀厅),并设置必要的量测设备,然后经穿墙套管引出户外。

6.2.6 滤波装置及无功补偿设备

由于换流器在工作过程中不但会产生谐波,还要消耗相当多的无功功率,因此必须装设相应的谐波滤波器和无功补偿设备。

谐波滤波器有单调谐、双调谐和高通三种类型,除了能够滤除换流器产生的绝大部分特征谐波外,还能补偿大部分换流站所需的无功功率。换流器所需无功的不足部分一般靠安装电力电容器、调相机或静止无功补偿器补充。

6.2.7 测量设备

包括用于量测换流站交流侧电压、电流、功率和频率,直流侧电压、电流,以及换流器触发角、关断角、阀电压过零时刻等方面的全部测量设备。

6.2.8 通信系统

高压直流输电通信系统实现换流站之间必须的信息交互,一般要完成下列任务:①传递连续控制指令,包括电流指令、功率指令、频率控制指令、阻尼控制指令或它们的组合;②传递操作指令,包括运行控制方式改变的指令、保护联锁指令、开关操作指令;③运行状态显示信息,包括开关位置、换流器数量、工况等;④交直流侧电压、电流及功率等测量数据;⑤线路故障定位信息等。此外,通信系统还担负正常的音频通信任务。

6.2.9 射频干扰及其抑制

换流站无线电干扰产生的原因主要有两个:

(1) 偶极辐射。在换流站,当换流阀周期性地开通和关断时,阀的两端电压发生突变,引起周围电磁场的骚动,产生射频电磁波辐射。储存在阀的阳、阴极间的极间电容及其紧邻杂散电容间的电荷,在阀电压跃变期间会发生迅速变化,从而造成偶极辐射。

(2) 高频振荡辐射。换流器交、直流侧分别与交流电网及直流线路相连接,主电路上设有各种设备,导线与导线之间、导线与大地之间,以及各种设备之间都存在着电容和电感。换流器在换相过程中产生的跃变电压作用在这些电路上,便会产生高频阻尼振荡,从而发生高频辐射。

目前采用的防干扰措施是:一方面,将阀厅的墙、天花板和地板用良金属导体做成屏蔽并有良好的接地,防止电磁

波向周围空间辐射;另一方面,交、直流导体在阀厅进、出口处设置高频阻塞器,以有效地抑制高频电流。

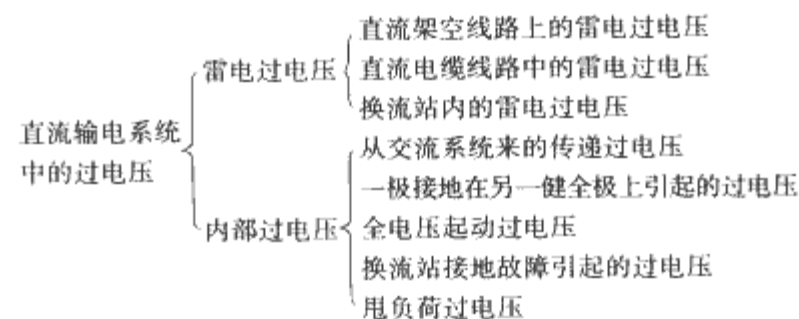
7 直流输电系统的过电压防护与绝缘配合

直流输电系统中的过电压分为雷电过电压和内部过电压两大类,与交流系统相比,直流输电系统的过电压有很大差别且更为复杂,各种绝缘结构在直流系统各种电压作用下的电气特性也与交流条件下的不尽一致。

直流输电系统过电压防护与绝缘配合的根本目的是以最小的绝缘和过电压防护措施总费用来达到某一可以接受的绝缘故障率,这与交流系统的情况相似。绝缘配合的最终任务是合理地确定各种电力设备的绝缘水平。

7.1 直流输电系统中的过电压

直流输电系统中的各种过电压可分类如下:



(1) 入侵换流站的雷电过电压。雷电放电在直流架空线路上引起的过电压,其发展机理和传播规律均与交流线路上的情况相似,没有实质性差别。通常在直流架空线路的进线段装有避雷线,它和直流线路避雷器相互配合,可将入侵过电压的幅值和陡度限制到对换流站设备无害的程度,因此线路绝缘水平的选择也将主要取决于工作电压与内部过电压的要求。

(2) 直流输电系统内部过电压。直流输电系统中的内部过电压可以出现在直流输电线路,也可以出现在换流站内。诸如换流器故障或不正常工作、接地故障、全电压启动、直流电流间断等都可以是过电压的起因。

内部过电压大致分为以下三类:

1) 全电压启动过电压,包括出现在直流架空线路上的过电压和出现在换流站的过电压。当直流线路正常投入时,软启动过程中不会出现过电压。但是,如果全部整流桥在误动作的情况下,突然作全电压启动,而线路的末端又处于断开状态,将会和平波电抗器及导线电感与系统中电容所组成的回路中产生振荡,并引起过电压,且最高过电压可达 2 倍电源电压。

2) 接地故障所造成的过电压,包括线路上的接地故障产生的过电压(幅值一般不超过 1.7 倍电源电压)、换流站内接地故障产生的过电压(串联的桥数越多,对每个桥来说过电压倍数越大,一般不希望串联桥数大于 2;当串联桥数为 2 时,最高可能达 2~2.4 倍过电压)。

3) 来自交流电网的操作过电压。这种电压和直流回路的参数及控制有关,如以较严重的换相失败情况和含有直流电缆的系统作估算,过电压可达 1.1~1.5 倍。

7.2 过电压防护措施

降低绝缘水平,特别是降低主要设备的绝缘水平,对于节约直流输电系统的建设费用具有重要的意义。

要想降低设备的绝缘水平,就要先设法降低或限制作用在绝缘上的电压幅值。

(1) 降压措施。直流输电系统中的过电压可采取或利用

下列措施来降低：

- 1) 妥善设计控制系统。直流系统内的许多过电压可以利用自动控制加以抑制或消除。
 - 2) 采用阻尼装置。在直流系统中，各种阻尼装置也有助于降低过电压。例如换流器换相结束时的关断振荡就可以通过选择适当的阻尼回路加以阻尼。
 - 3) 利用平波电抗器降低过电压。它减小从直流线路侵入的过电压波的幅值和陡度。
 - 4) 加装冲击波吸收电容器。它对过电压的作用与平波电抗器相似。
- (2) 限压措施。安装专用保护间隙或直流避雷器能达到限压的目的。

7.3 换流站的绝缘配合

换流站绝缘配合的主要内容是避雷器配置方案的选择、各种避雷器的特性参数选择、换流站设备绝缘水平的确定等。

由于国际上没有通用的设计规范和标准方案，致使迄今世界上已建直流输电工程的换流站过电压防护方案各不相同。图 11.4-27 所示是当每级由两套 12 脉波换流器串联组成时，一个可能的避雷器配置方案，它比较完善和典型，但在设计具体直流工程时，出于不同的考虑和经验，其中有些避雷器可以不装。每极只有一套 12 脉波换流器或 6 脉波换流器的换流站和背靠背联络站的避雷器配置方案与图 11.4-26 大同小异，图中字母含义见表 11.4-6。

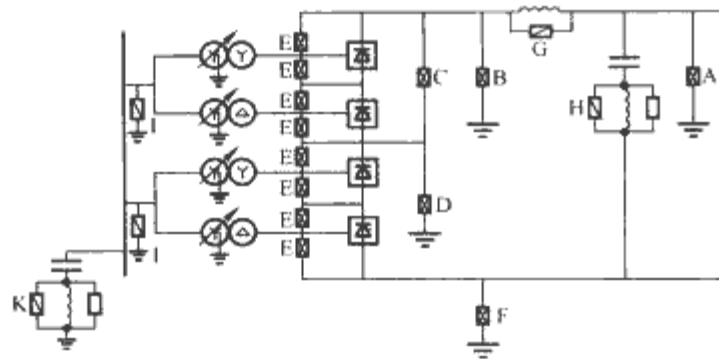


图 11.4-27 换流站避雷器配置图
□—交流避雷器；■—直流避雷器

表 11.4-6 列出了用来保护换流站各设备及各节点的避雷器或其组合方案。

表 11.4-6 换流站的避雷保护		
保护对象	保护用避雷器	备注
交流母线及换流变压器网侧绕组	交流母线避雷器 (I)	
交流滤波器的电感元件	交流滤波器避雷器 (K)	
可控硅阀端子间	阀避雷器 (E)	
换流器端子间	1. 换流器组避雷器 (C) 2. 中性点直流母线避雷器和中性母线避雷器 (D+F)	
中性点直流母线	中性点直流母线避雷器 (D)	
直流母线及平波电抗器的阀侧	1. 直流母线避雷器 (B) 2. 换流器组避雷器和中性点直流母线避雷器 (C+D)	1. 保护水平较低 2. 避雷器上应力较低
中性母线	中性母线避雷器 (F)	

			续表	
保护对象			保护用避雷器	备注
平波电抗器的直流线路侧			直流母线避雷器 (A)	
平波电抗器端子间			平波电抗器避雷器 (G)	
换流变压器阀侧交流各相对地	下部换流器	下部变压器	阀避雷器和中性母线避雷器 (E+F)	
		上部变压器	1. 两台阀避雷器和中性母线避雷器 (2E+F) 2. 中性点母线避雷器 (D)	1. 具有解锁避雷器时 2. 具有闭锁避雷器时
	上部换流器	下部变压器	阀避雷器和中性点母线避雷器 (E+D)	
		上部变压器	1. 两台阀避雷器和中性点母线避雷器 (2E+D) 2. 直流母线避雷器 (B)	1. 具有解锁避雷器时 2. 具有闭锁避雷器时
直流滤波器的电感元件			直流滤波器避雷器 (H)	

8 轻型直流输电系统简介

轻型直流输电技术 (HVDC Light) 是国外 20 世纪 90 年代在高压直流输电 (HVDC) 技术基础上发展起来的一项新技术，它为提高交流电网电能质量提供了新途径，同时其理想的控制和运行特性使直流输电在输送距离较短时 also 具有很强的竞争力。1997 年，该技术首次在瑞典中部投入了运行，其输送功率为 3MW，电压为 10kV，输送距离为 10km。

8.1 轻型直流输电系统的特点

轻型直流输电系统构成如图 11.4-28 所示，其输电容量一般在 300MW 以内。同时其两端换流器采用 GTO (可关断晶闸管)、IGBT (绝缘栅双极晶体管) 等可关断器件构成 VSC (电压源换流器)，并采用脉宽调制 (PWM) 控制技术，不存在换相失败、受端系统必须提供无功容量 (电源) 等问题，且可以省去换流变压器，整个换流站可以搬迁。因此特别适用于分布式发电和输电系统，如用于燃料电池、风电、光伏发电等分布式电源接入系统等，以及用于向无源孤立小负荷系统如海上石油平台、海岛等供电，也可用于不同电压与频率的电网互联。

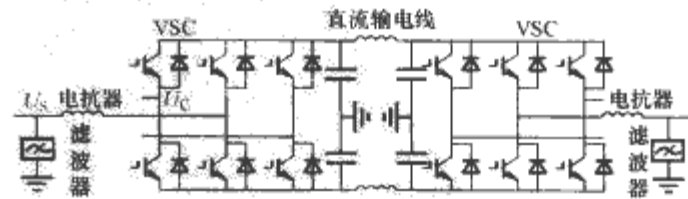


图 11.4-28 轻型直流输电系统构成

轻型直流输电与传统直流输电 (HVDC) 相比，主要有以下技术特点：

- (1) VSC 电流能够自关断，可以工作在无源逆变方式，所以不需要外加换相电压，受端系统可以是有源网络，克服了传统 HVDC 受端必须是有源网络的根本缺陷，使利用直流输电为远距离的孤立负荷送电成为可能。
- (2) 正常运行时，VSC 可以同时且独立地控制有功功率和无功功率，控制更加灵活方便。而传统 HVDC 中控制量

只有触发角，不能单独控制有功功率或无功功率。

(3) VSC 不仅不需要交流侧提供无功功率，而且能够起到 STATCOM 的作用，动态补偿交流母线的无功功率，稳定交流母线电压。这意味着故障时，如 VSC 容量允许，那么轻型直流输电系统既可向故障系统提供有功功率的紧急支援，又可提供无功功率紧急支援，从而既能提高系统的功角稳定性，还能提高系统的电压稳定性。

(4) 轻型直流输电系统在潮流反转时，直流电流方向反转而直流电压极性不变，与传统 HVDC 恰好相反。这个特点有利于构成既能方便地控制潮流又有较高可靠性的并联多端直流系统，克服了传统多端 HVDC 系统并联连接时潮流控制不便、串联连接时又影响可靠性的缺点。

(5) 由于 VSC 交流侧电流可以被控制，所以不会增加系统的短路功率。这意味着增加新的轻型直流输电线路后，交流系统的保护整定基本不需改变。

(6) VSC 通常采用 PWM 技术，开关频率相对较高，经过高通滤波后就可得到所需交流电压，可以不用变压器，从而简化了换流站的结构，并使所需滤波装置的容量也大大减小。

(7) 模块化设计使轻型直流输电的设计、生产、安装和调试周期大大缩短。同时，换流站的占地面积仅为同容量下

传统直流输电的 20% 左右。

(8) 换流站间的通信不是必须的，其控制结构易于实现无人值守。

(9) 轻型直流输电具有良好的电网故障后的快速恢复控制能力。

目前轻型直流输电的制造商主要是 ABB 公司，世界范围内已经投运的柔性直流输电工程见表 11.4-7。

8.2 轻型直流输电的主要应用场合

(1) 向远地负载供电，如远离电网的负荷、油田、钻井、遥远山区等。

(2) 小岛供电，如海上钻井平台等。采用 HVDC Light 技术和海底电缆取代当地发电，降低了成本，改善了环境，同时电站占地面积大为减小。

(3) 连接小规模发电厂到电网，如风能发电、太阳能发电、潮汐发电、小水电厂，以及海上钻井平台的气体涡轮发电等。

(4) 向城市中心区电力负荷供电。HVDC Light 采用地埋式电缆，既不会影响城市市容，也不会有电磁干扰，同时也适合长距离电力传输。

表 11.4-7 目前国际上投运的轻型直流输电工程及其主要技术指标

工程名称	国家	投运时间	额定功率	两侧交流电压 (kV)	直流电压 (kV)	直流电流 (A)	线路长度 (km)	选择的主要原因
Hellsjon	瑞典	1997.03	3MW/3Mvar	10/10	±10	150	10	工业试验
Gotland	瑞典	1999.06	50MW/±30Mvar	80/80	±80	350	2×70	风力发电（电压支撑）、地下电缆
Directlink	澳大利亚	1999.12	3×60/±75Mvar	132/110	±80	342	6×59	电力交易、系统互联、地下电缆
Tjaereborg	丹麦	2000.08	7.2MW/ (-3~+4) Mvar	10.5/10.5	±9	358	2×4.3	风力发电并网示范工程
Eagle Pass	美国—墨西哥	2000.09	36MW/±36Mvar	132/132	±15.9	1100	背靠背	电力交易、系统互联、电压控制
Cross Sound Cable	美国	2002	330MW/±75Mvar	345/138	±150	1175	2×40	电力交易、系统互联、海底电缆
Murray link	澳大利亚	2002	200MW/ (+140~ -150) Mvar	132/220	±150	1400	2×180	电力交易、系统互联、地下电缆
Troll A	挪威	2004	40MW	132kV/50Hz, 56kV/0~63Hz	±60	—	4×70	向钻井平台供电和电机驱动，海底电缆

第 5 章 电力系统固态短路限流器

1 电力系统的短路故障及其危害

电力系统发生短路故障时, 电流急剧增加, 例如大容量电厂发电机出口或电压母线处发生三相短路故障时, 短路电流最大瞬时值可高达额定电流的十几倍甚或数十倍, 从绝对值来讲可达上万安培, 甚至几十万安培。与此同时, 系统中的电压将大幅度下降, 例如系统发生三相短路时, 短路点的电压降到零, 短路点附近各点的电压也将明显降低。这些都将导致许多破坏性的后果。

(1) 短路故障使短路点附近的支路中出现比正常值大许多倍的电流, 由于短路电流的电动力效应, 导体间将产生很大的机械应力, 如果导体和它们的支架不够坚固, 则可能遭到破坏, 使事故进一步扩大。

(2) 设备通过短路电流将使其发热增加, 如短路持续时间较长, 设备可能由于过热造成导体熔化或绝缘损坏。

(3) 短路时故障点往往有电弧产生, 它不仅可能烧坏故障元件, 且可能殃及周围设备。

(4) 短路时系统电压大幅度下降, 对用户工作影响很大。系统中最主要的负荷是异步电动机, 它的电磁转矩与其端电压的二次方成正比, 电压下降时, 电动机的电磁转矩显著减小, 转速随之下降。当电压大幅度下降时, 电动机甚至可能停转, 造成产品报废及设备损坏等严重后果。

(5) 当短路发生地点离电源不远而持续时间又较长时, 有可能使并列运行的发电厂失去同步, 破坏系统稳定, 使整个系统的正常运行遭到破坏, 甚至造成大停电的严重后果。

(6) 发生不对称短路时, 不平衡电流产生的磁通会在邻近的平行线路上感应出很大的电动势, 对于架设在高压电力线路附近的通信线路或铁道信号系统等会产生严重影响。

在电力系统发展的初期阶段, 系统容量不大, 短路电流水平不高, 对系统发展产生的短路电流增大问题, 一般可以用更换大容量的断路器等电气设备来解决, 如我国东北电网在 20 世纪 70 年代就采用大批更换 220kV 断路器的办法解决短路电流增大问题。但是当系统容量已经很大, 短路电流水平已经很高, 系统进一步发展使短路电流水平进一步提高时, 就不能简单地采取更换断路器的办法。这是因为系统中原有变电所不仅要更换断路器, 而且对其他设备和出线包括主变压器、隔离开关、互感器和母线、绝缘子、架构、基础、接地网等也必须加强或更换。对通信线路的干扰还要采取屏蔽措施, 甚至要改为地下通信电缆。而且当短路电流增大到一定程度时, 可能会因开断电流不能满足要求而选不到符合要求的高压电器。目前我国的华东、华中、华北电网都已经出现了这个问题, 由于各种原因, 新增的大容量机组和电厂还在不断接入 220kV 电网, 更使现有 220kV 的短路电流水平增长过快, 大批既投 220kV 断路器, 甚至整个变电所的设备 and 设施, 在断流容量、热稳定和动稳定等方面都将满足不了短路电流水平增大的要求, 形成了严重的技术经济问题。

因此, 如何有效限制电网短路电流容量, 已经成为国内外电力行业专家学者不断探索并谋求解决的重要课题。

2 限流技术及短路限流器的发展

2.1 常规短路限流技术及其存在的问题

为有效抑制短路故障给电力系统及用户带来的巨大危害, 保证电力系统运行的可靠性、安全性、稳定性, 改善电能质量, 必须采取行之有效的方法限制短路电流。通常可从电网结构、系统运行方式和设备三方面考虑限制短路电流与切断故障线路的措施, 常规或传统的措施归纳起来主要有如下 4 种:

(1) 选择适当的主接线方式和运行方式。为了减小短路电流, 可选用计算阻抗较大的接线和运行方式。如对大容量发电机可采用单元接线, 尽可能在发电机电压级不采用母线; 在降压变电所中可采用变压器低压侧分裂运行方式, 即所谓“母线硬分段”接线方式; 对具有双回路的电路, 在负荷允许时可采用单回路运行; 对环形供电网络, 可在环网中穿越功率最小处开环运行。这些接线形式和采取的运行方式, 目的在于增大系统阻抗, 减小短路电流, 但是这些措施会影响到电力系统的供电可靠性、运行灵活性和经济性, 同时增大的系统阻抗也使电网正常运行时的有功及无功损耗增加。

(2) 加装常规限流电抗器或采用低压分裂绕组变压器。为了限制短路电流, 使发电机回路与用户侧能够采用轻型断路器, 可以选择在发电厂或变电所的某些回路加装电抗器, 包括普通电抗器和分裂电抗器。当发电机容量较大时, 可以采用低压分裂绕组变压器, 组成扩大单元接线。分裂绕组变压器在正常工作和低压侧短路时其电抗值不同, 从而可以起到限制短路电流的效果。但是这些措施都在一定程度上给系统带来了负面影响, 如不能避免在系统正常运行时消耗大量无功功率, 降低电网无功功率裕度, 以及压降损耗增大, 存在操作振荡和过电压隐患等。

(3) 采用熔断式保护器。该措施对切断短路电流起到积极作用, 但其反应速度较慢, 且存在动作分散性, 不利于电网的稳态稳定和暂态稳定, 且对电网的瞬间电动力没有任何抑制作用。另一方面, 熔断式保护器一般是一次性的, 这给电网的维护及自动化带来不便。

(4) 采用大容量断路器。从现代电力系统及其技术发展来看, 这种方案存在一定的局限性, 因为研制超大容量断路器在技术上存在相当的难度。另一方面, 断路器的遮断容量也是有限制的, 一般认为系统短路电流和断路器设备遮断容量太大是不经济的。有资料计算表明, 三峡电站可能的最大短路电流周期分量将达 300kA, 而国际上成熟生产的 100kA 的 GIS 已属最大容量, 国内尚无生产能力。

以上几种限制短路电流的手段从原理到应用方式上都有所不同, 采用每种手段限制短路电流的效果也有差别, 都可以不同程度上实现对短路电流的约束和限制。但与此同时, 它们又存在着各自的缺陷和不足, 并以另一种形式对电网产生了不利的影响。可以讲, 以上限制短路电流的手段或多或少都是以电网在其他方面指标的让步和牺牲为代价的, 已经

很难满足现代电力系统发展的需要。因此,寻找一种既能够达到限制短路故障电流要求,又不会在正常运行时对电网产生不当作用的限流方法和手段就成为众多电力科研工作者的努力目标。

近年来电力电子技术及大容量电力电子器件如 SCR、GTO、GTR、IGBT 等的迅速发展和在实际系统中的应用,使得探讨一种有效的限流技术措施成为可能。它能在故障情况下迅速将短路电流限制在远低于可能的最大短路电流值范围内(限定值可根据具体情况设定),以限制系统的短路容量,从而极大地减轻断路器等各种电气设备的负担,提高其动作可靠性和使用寿命,提高系统运行可靠性。另一方面,由于采取新技术后能够有效限制系统的短路容量,因此有可能大大降低电网中各种电气设备如变压器、断路器等对短路电流的设计容量标准,这将带来极大的经济和社会效益。

2.2 现代限流技术及其发展概况

从理论上讲,一种理想的短路限流装置至少应具有如下特性:

- (1) 起动、正常运行(包括从故障限流状态返回到正常运行状态)时应对电力系统无任何不利影响。
- (2) 保护范围内的系统发生短路故障时,应能立即自动插入限流阻抗并有效限制短路电流至要求的合理水平。
- (3) 切除故障回路时应不会引起系统暂态振荡和过电压。
- (4) 限流阻抗的设计应不受其他因素制约,即要有极大的自由度。
- (5) 限流水平、限流时间应能根据需要在一定范围内可调,以便于与继电保护及其他自动控制装置协调配合。
- (6) 有利于改善重合闸操作。
- (7) 合理的体积与成本价格。

目前研究较多的故障限流器主要有限流式断路器、超导故障限流器、固态故障限流器、各种 PTC (Positive Temperature Coefficient) 电阻故障限流器以及各种混合故障限流器(包括固态开关和超导混合的故障限流器、固态开关和机械式断路器混合的故障限流器、固态开关和机械式断路器及 PTC 电阻混合的故障限流器等)。这些故障限流器的基本特性为:①具有较高的稳态稳定性和暂态稳定性;②电力系统正常运行时,限流器呈现低阻抗,其上的电压降落和损耗都很小,可忽略不计;③电力系统发生短路故障时,限流器又表现为足够高的阻抗以限制短路电流,使故障及非故障设备免受大短路电流的冲击,从而可有效保证设备安全和提高系统暂态稳定性。但是这些限流装置目前大都处于实验室研制阶段,要真正达到实用化、工程化还有一系列技术问题需要解决。下面简单介绍目前国内外有关文献报道较多的几种故障限流器。

2.2.1 超导限流器及其特点

超导限流器(Super-Conductive Fault Current Limiter, SCFCL)根据其是否利用失超特性限流,可分为失超型和失超型;根据其结构特点还可进一步分为电阻型、桥路型、磁屏蔽型、变压器型(也称电感型)、饱和铁心型等。

当处于超导态的超导体的温度超过临界温度 T_c 、穿过超导体的磁场超过临界磁场 H_c 、流过超导体电流超过临界电流 I_c ,或者这几种情况同时出现时,超导态被破坏,转变为有电阻的正常态。因此,如果将超导装置接入电网中,则当电力系统正常运行时,由于流过超导体的电流在其临界电流以下(同样其温度、磁场也在临界值以下),其电阻近

似为 0,几乎对电力系统运行无影响;当电网中发生短路且短路电流大于临界电流 I_c 时,超导体将因“失超”(Quench)而使其电阻由零值非线性地转变为高电阻,从而达到限制短路电流的目的。利用超导体的超导/正常(S/N)态的转变特性实现短路限流目的的 SCFCL 通常被称为失超型超导限流器,它能在较高电压下运行,同时集检测、转换和限流于一身,能在毫秒级时间内有效地限制故障电流。此外还有非失超型超导限流器,它由超导体线圈和其他元件(电力电子器件或磁元件等)结合构成,通过控制(改变)运行模式达到限制短路电流的目的。

图 11.5-1 给出了超导限流器及其应用的一些典型拓扑结构。图 11.5-1 (a) 是电阻型超导限流器,由低交流损耗的极细超导电缆无感绕制的高温超导线圈 HTS (High Temperature Superconductor) 及并联的普通限流线圈组成。正常运行时,线路电流全部通过处于超导态的 HTS。一旦发生短路故障,流过 HTS 的电流超过其临界电流而呈现高阻态,电流被转换到普通限流线圈中去,从而限制了故障短路电流。

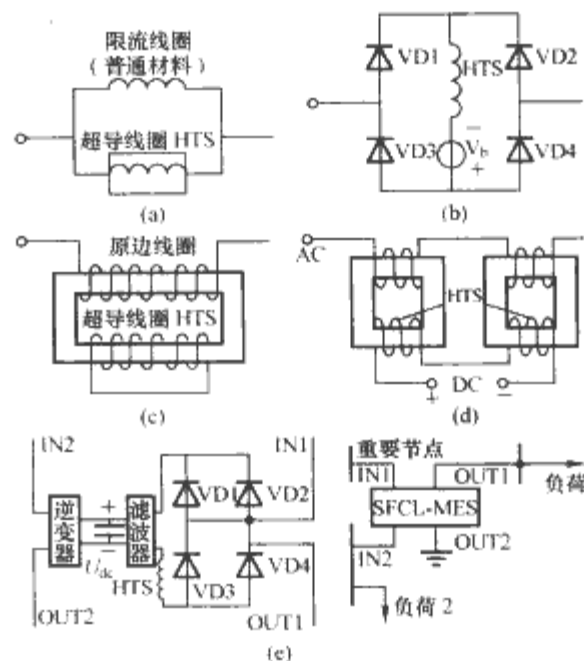


图 11.5-1 超导限流器典型拓扑

(a) 电阻型; (b) 桥路型; (c) 变压器型;
(d) 饱和型; (e) SFCL-SMES 及应用电路

图 11.5-1 (b) 是桥路型超导限流器,它由二极管 $VD1 \sim VD4$ 、高温超导线圈 HTS 和直流偏压源 U_b 组成。调节 U_b 使流过 HTS 的电流大于系统额定电流峰值。正常运行时,桥路始终导通,SCFCL 不表现任何阻抗。一旦发生短路故障,HTS 转变为高阻态自动串入故障线路限流。若将 $VD1 \sim VD4$ 换成品闸管,则形成全控桥型的桥式超导限流器,通过控制晶闸管的触发脉冲可以控制整个限流器表现不同的等效电感。此外,也有不采用直流偏置的结构,还有采用双桥路和结合饱和原理的拓扑。

图 11.5-1 (c) 为变压器型超导限流器,由通过线路电流的一次侧常规绕组、二次侧短接的高温超导线圈 HTS 和铁心组成。正常运行时,因变压器二次侧被短接的 HTS 处于超导态而呈现低阻抗。故障时,变压器二次侧的 HTS 因感应电流很快超过临界值而失超,从而二次侧电阻瞬间变大,导致变压器一次侧等效阻抗很快增大,从而限制短路电流的增加。

图 11.5-1 (d) 是饱和型超导限流器,是一种非失超型的限流器,由铁心、一次交流绕组、二次直流超导绕组 (HTS) 及直流偏置电源等组成。当额定交流电流通过一次

绕组时,选择合适的直流偏置电源使两个铁心均处于深度饱和状态,因此对外等效阻抗极小。而当电力系统出现短路故障时,瞬间增大的电流使交流线圈在铁心中产生的磁通势接近于直流磁通势,使两个铁心分别在正负半波退出饱和,系统呈现高阻抗,从而自动限制了故障电流。

图 11.5-1 (c) 是固态换流、超导储能 (Superconducting Magnetic Energy Storage, SMES) 和超导限流相结合的多功能组合装置 (SMES-SCFCL), 在系统发生故障时起限流作用, 在正常运行时用来改善电能质量, 一举两得。它可以快速吸收和释放能量, 能够补偿瞬时电压扰动、电压波动及电压谐波等, 保证对负荷的高质量供电。

自 20 世纪 80 年代中期发现高温超导体以来, 超导限流器的研究在世界范围内已引起广泛关注。由于超导限流器可在高电压下运行, 并可实现检测、转换、限流一体化, 能在毫秒级内限制故障电流, 因此是一种理想的电力系统短路故障限流器。但目前超导技术在电工领域的应用还受到许多条件的限制, 特别是在大功率场合的应用技术尚不成熟, 成本也极其昂贵, 在可预见的将来尚无大量实用化的可能。此外, 超导技术用于电力系统故障限流还需解决如下问题: ①动作电流整定困难 (由于材料制作工艺水平的限制及超导体本身的“锻炼效应”等因素的影响, SCFCL 的整定电流不是恒值, 这给实用化带来了大问题); ②SCFCL 对继电保护的影响 (SCFCL 会影响其安装处的测量阻抗, 且由于超导体失超恢复时间较长, 一般难以满足重合闸等方面的要求); ③SCFCL 的失超恢复、散热和维护等问题。也就是说, SCFCL 的实用化还有赖于超导技术的发展和与其他相关技术的进步。

2.2.2 磁元件限流器及其特点

磁元件限流器又称磁饱和型短路限流器, 由铁心、一次交流线圈、直流偏置回路 (含二次直流线圈和直流偏置电源) 等组成, 其原理结构如图 11.5-2 (a) 所示。选取适当的安匝数, 使得正常运行情况下, 其左 (A)、右 (B) 两个铁心在直流偏磁作用下工作于深饱和状态, 因此一次线圈的等效电抗很小; 当系统发生短路故障时, 一次交流线圈通过的故障电流将迫使左右两个铁心分别在正、负半波退出饱和, 从而一次线圈的等效阻抗激增, 达到限流目的。

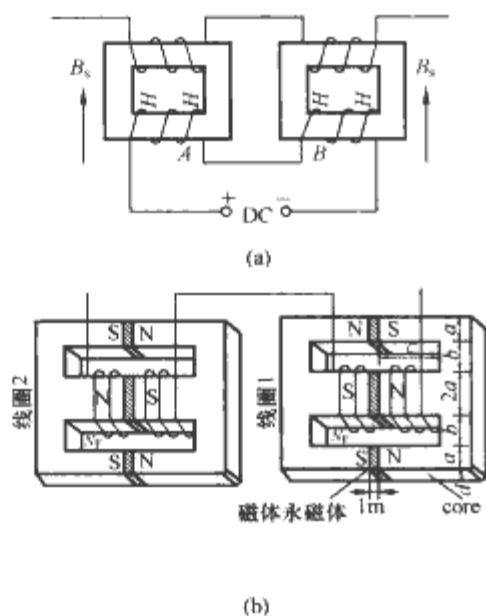


图 11.5-2 磁元件限流器

(a) 直流电源偏置; (b) 无源永磁体偏置

这种限流器在理论上可行, 而且控制极其简单, 也有相关的应用。但它存在如下不足之处: ①工作区范围很小, 合理的短路限流倍数很难设计; ②当大的短路电流通过一次交

流线圈中时, 将在二次直流线圈中感应出很大的交流电压; ③左、右两个铁心要有很好的一致性和对称性, 在技术及工艺实现上有较大难度。

也可用永磁体替代直流偏置回路而构成无源磁体限流器, 但它们只能在小容量下实现, 大容量等级下很难有合适的永磁体可以利用。

2.2.3 PTC 电阻限流器及其特点

PTC (Positive Temperature Coefficient) 电阻是一种非线性电阻, 在室温时电阻非常低, 当温度升高到一定值时, 电阻将迅速增加。利用 PTC 电阻的这种特性研制的故障限流器, 是由能导电的活性物质和金属或非金属填充物构成的合成物。在电路正常运行时, 电阻小、压降低, 产生的焦耳热损耗不用专门的散热设备处理, 通过和空气发生传导、对流、辐射等途径就能达到热平衡; 当发生过电流或短路时, 电流增加超过临界电流值, 引起 PTC 电阻发热膨胀, 热量来不及散发使电阻温度迅速增加, 电阻阻值在微秒时间内增加为高电阻值, 从而起到限制故障电流的作用。

这种 PTC 限流器已在低压领域商业化, 但在高压系统中的应用主要受制于如下几方面的因素: ①温度升高时, PTC 电阻值可瞬时增加到室温情况下的近 1M 倍, 因此在限制感性电流时会产生很大的过电压, 必须并联过电压保护设备; ②由于 PTC 电阻在限流过程中会膨胀, 因此必须采用特殊的连接设备, 并充分考虑连接设备的热效应和机械强度; ③PTC 电阻在每次限制短路电流、故障被切除后, 需要几分钟的恢复时间, 并且在使用多次后会导致性能变坏, 必须更换。此外, 单个 PTC 电阻的固有电压/电流额定值只有几百伏/几安, 在高压应用场合必须串并联使用。

2.2.4 固态限流器

固态故障限流器 (Solid State Fault Current Limiter, SSFCL) 以电力电子器件的快速开关控制为核心, 结合电感等其他元件来达到短路限流的目的。美国 EPRI (Electric Power Research Institute) 在 20 世纪 90 年代初曾组织专家组对配电网的各种限流技术进行了专门的调研, 认为应用电力电子技术发展固态限流器是较现实的技术途径, 并给出一种建议的实现方案 (见图 11.5-3)。在 EPRI 调研报告的推动下, 全球兴起了研究短路电流限流技术、特别是应用电力电子器件研发固态限流器的热潮。近年来, 固态限流器在中、低压电力系统中已有应用。随着电力电子器件水平的迅速提高, 柔性交流输电系统 (FACTS) 日益完善, 电力电子器件性价比提高, 以电力电子器件为核心部件的 FACTS 装置 (包括高压、大容量固态限流器) 的造价将会不断降低, 并在输配电系统中得到越来越广泛的应用。

(1) GTO 开关型限流器。图 11.5-3 为美国 EPRI 于 1991 年提出的 GTO 开关型限流器拓扑结构原理, 图中反并联的 GTO 根据不同的电压等级可能有多组串联, 且一般并联有电力电容器 (未画出), 以缓冲 GTO 关断时其两端的电压上升率 dv/dt , 氧化锌 (ZnO) 避雷器用以吸收开关 SSCB 切断故障回路时限流器两端可能出现的瞬时过电压, 以保护 GTO 不受损害。该限流器利用 GTO 作为限流电感 L 的旁路开关, 正常运行时 GTO 导通, 将 L 短接; 系统中发生短路故障时, 其控制器将快速检测、判断并在短路电流达到第一个峰值前迅速关断 GTO, 从

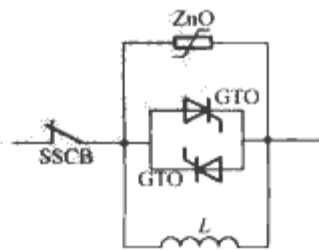


图 11.5-3 GTO 开关型限流器拓扑结构原理

转移到 GTO 通路后, 通过控制 GTO 关断切断短路电流, 关断过程所产生的电压尖峰被并联的金属氧化物变阻器 (ZnO) 和 GTO 的 RC 缓冲电路吸收。

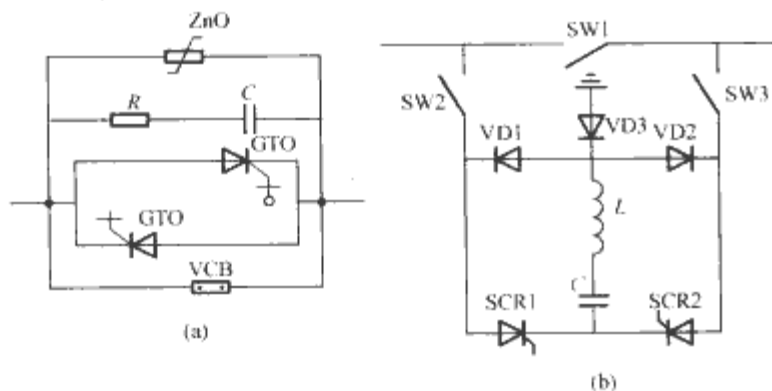


图 11.5-9 混合式限流断路器
(a) VCB+SCR 型; (b) 交直流两用型

图 11.5-9 (b) 为交直流两用的混合式限流断路器, 电力系统正常运行时由机械开关 SW1 闭合流通负载电流, 发生短路故障时利用预先充好电的电容内存储的能量为 SW1 提供反向电流, 达到限流和切断短路故障的目的。

混合式限流断路器大大减小了正常运行情况下的装置损耗, 短路电流电弧引起的危害亦得到有效抑制。但其结构比固态开关复杂, 成本可能比固态开关高, 其他缺点和固态开关基本相同, 因此限制了其使用范围。1994 年, 日本富士电机与关西电力公司联合开发出的 400V 配电用混合式限流分断装置, 由真空开关和 GTO 并联构成; 1998 年, ACEC-Transport 和 GEC-Alsthom 开发出了配网级交直流两用的混合式限流断路器, 它们都已形成商业化产品。

3 新型固态短路限流器 (SSFCL) 的结构及其工作原理

理想的短路限流器应该表现为一个由负载电流控制的非线性阻抗, 即在设定一个短路电流保护阈值后, 希望限流器在通过电流小于该阈值时等效阻抗为零, 对电网运行没有任何影响; 一旦通过的电流高于该阈值, 立即按要求呈现出足够大 (或无穷大) 的等效阻抗, 从而实现对短路电流的限制 (或截断) 功能, 且对电网没有任何不利影响。实际限流电路一般只能是对这一理想限流器特性的近似, 即要求在电网正常运行时, 其等效阻抗 (或对电网的影响) 小到可以忽略, 而在发生短路故障时, 能以足够快的响应速度表现出大的等效阻抗, 将故障电流限制到较低 (或设定) 水平, 以便断路器可靠切断故障回路, 确保电力系统的安全、稳定运行。

前面所介绍各种短路限流技术与限流器均存在一些不足之处, 如超导限流器价格昂贵, 且超导技术在电工领域的应用还受到许多条件的限制, 特别是在大功率场合的应用技术尚不成熟; 磁元件限流器工作区范围小, 合理的短路限流倍数设计困难, 且短路电流会在二次直流线圈中感应出很大的交流电压; PTC 电阻限流器在短路限流过程中会产生膨胀、过电压, 需要特殊的连接装置和过电压保护设施, 而且容量小, 只能在低压、小容量场合应用; GTO 开关型限流器在发生短路故障时要求其控制器具有极快的故障判别与动作响应速度 (微秒级), 否则 GTO 器件将会被迅速增大的短路电流烧毁, 同时当 GTO 快速截断数值远大于额定值的短路电流而使之转移至限流电感 L 中时, 将引起极大的 di/dt 及 dv/dt , 因此必须另外采取措施以抑制由此所产生的高压及附加

振荡, 以免危及系统绝缘与安全, 等等。因此研制一种新型的短路限制装置, 使之具有更接近于理想限流器的特性, 就具有重大的理论意义和实用价值。

3.1 直流固态短路限流器

图 11.5-10 (a) 为直流限流器的原理拓扑。图中, 虚框内为限流器拓扑, i 为负载电流, i_c 为恒流源。在负载无故障时, 保证 $i_c > i$, 由基尔霍夫定律可知, $i_D = i_c - i > 0$, 即二极管 VD 导通, 如果忽略二极管的导通压降, 则有 $u_{Load} = E$, 在稳定状态下, 限流拓扑的存在对负载没有影响。图 11.5-10 (b) 为正常运行情况下直流限流器的电流源电流 i_c 、负载电流 i 及二极管电流 i_D 的波形。

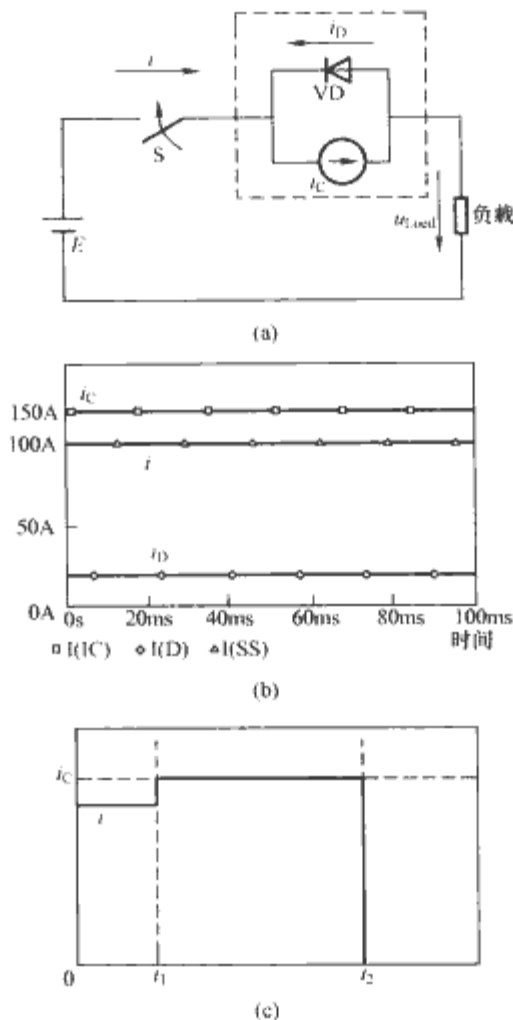


图 11.5-10 直流限流器
(a) 原理拓扑; (b) 正常运行特性; (c) 短路限流特性

图 11.5-10 (c) 为发生短路 (t_1 时刻) 时限流器的工作特性: 短路时负载电流 i 急剧上升, 当 i 上升到与 i_c 相等时, $i_D = i_c - i = 0$, 二极管截止, 电流源 i_c 自动串入故障回路, 短路电流 i 被电流源 i_c 限制, 从而实现自动限制短路电流的功能。如要断开故障回路, 则可断开开关 S (S 可以是一般开关, 也可由自关断的功率半导体器件如 GTO、IGBT 等代替), 如图 11.5-10 (c) 的 t_2 时刻。此时, 电流源 i_c 由二极管 VD 续流, 故障回路电流 i 被切断, 电网中不会激发高电压或振荡。

显然, 恒流源 i_c 的存在是限制短路电流的关键, 它可以采用电力电子功率变换技术来实现。实际工程应用中, 通常是用一个大电感来简单代替图 11.5-10 (a) 中的恒流源, 其拓扑原理结构如图 11.5-11 所示, 其中 L 为限流电感, 亦即等效恒流源。

在电路起动的初期, 电网电压为限流电感 L 充磁, 直到 L 上的电流达到稳态负载电流的峰值, 此后限流电感可

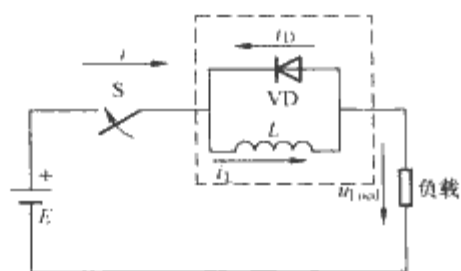


图 11.5-11 直流限流电路实际拓扑

等效视为恒流源，其电流值为负载电流峰值，稳态工作原理同图 11.5-10 限流电路。当短路发生时，二极管 VD 截止，限流电感 L 自动串入故障回路，限制短路电流及其上升速率，从而确保控制系统有足够的时间判断故障并断开开关 S ，进而切断故障回路。开关 S 断开时电感电流经二极管 VD 续流，因此不会引起瞬态操作过电压。

3.2 基于半控型电力电子器件的单相交流固态短路限流器

将图 11.5-10 (a) 所示的直流限流器拓扑稍加拓展，就可以应用到交流系统中，图 11.5-12 (a) 即为该限流拓扑在单相交流电网中应用的原理图。在没有发生短路故障时，保证直流电流源 i_{C1} 、 i_{C2} ($i_{C1} = i_{C2}$) 的电流值都大于负载电流 i 的峰值。

分析电路在稳态条件下的情况，此时流过回路的电流为负载电流 i 。 i 为正半波时，其等效拓扑如图 11.5-12 (b) 所示，由基尔霍夫定律可知， $i_{D1} = i_{C1} - i > 0$ ，二极管 VD1 导通，而显然二极管 VD2 也导通，如忽略二极管的导通压降，则图 11.5-12 (b) 虚框内拓扑对负载没有影响，可认为 $u_{in} = u_{load}$ 。同理可以分析在 i 为负半波（等效拓扑如图 11.5-12 (c) 所示）时，限流器的存在对负载也没有影响。图 11.5-12 (d) 为正常稳态工况下，负载电流 i 和流过二极管 VD1、VD2 电流 i_{D1} 、 i_{D2} 的仿真波形。

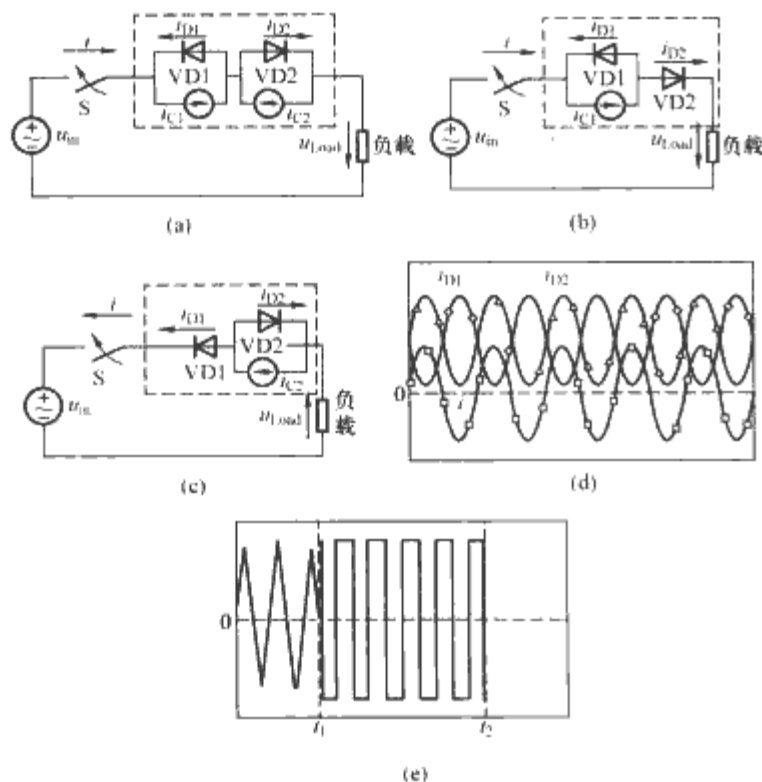


图 11.5-12 交流限流器原理拓扑

(a) 原理拓扑；(b) 正半波等效电路；(c) 负半波等效电路；
(d) 正常情况下的电流波形；(e) 故障限流时的电流波形

当发生短路（假设故障发生在负载电流正半波，如图 11.5-12 (e) 中的 t_1 时刻）时，流过回路的电流（短路电流

i_{short} ）将急剧上升，当其（绝对值）上升到等于 i_{C1} 时，由于 $i_{D1} = i_{C1} - i_{short} = 0$ ，因此二极管 VD1 截止，恒流源 i_{C1} 自动串入回路限制短路电流；进入限流状态后，控制系统可以根据需要控制开关 S （如图 11.5-12 (e) 中的 t_2 时刻）跳闸，以切断故障回路，切断故障电流过程中由于二极管 VD1 的续流作用，因此不会产生操作过电压。同理可分析短路发生在负载电流负半波时的工况，此时二极管 VD2 将截止，故障电流 i_{short} 将由恒流源 i_{C2} 限制；切断故障电流时将由二极管 VD2 对恒流源 i_{C2} 进行续流。

实际工程应用中，通常采用大电感（限流电感 L ）替代图 11.5-12 中的恒流源 i_C ，如图 11.5-13 (a) 所示。该电感在投入运行初期的若干周内被充磁，使电流 i_L 达到稳态负载电流的峰值，并在理想情况下（不计损耗）保持不变。但考虑到二极管的通态损耗及电感线圈的铜耗，稳态情况下限流电感中的能量将有所损耗，体现为电感电流的周期性略有下降。换句话说，限流电感将在负载电流的峰值附近短时间串入负载回路，由电网电压为其充磁以补偿损耗的能量，从而造成负载电流在峰值点附近的轻微失真。一般情况下二极管及电感上的损耗与限流电感中的储能相比要小得多，因此由这种损耗引起的负载电流在峰值点附近的失真就可以忽略不计。

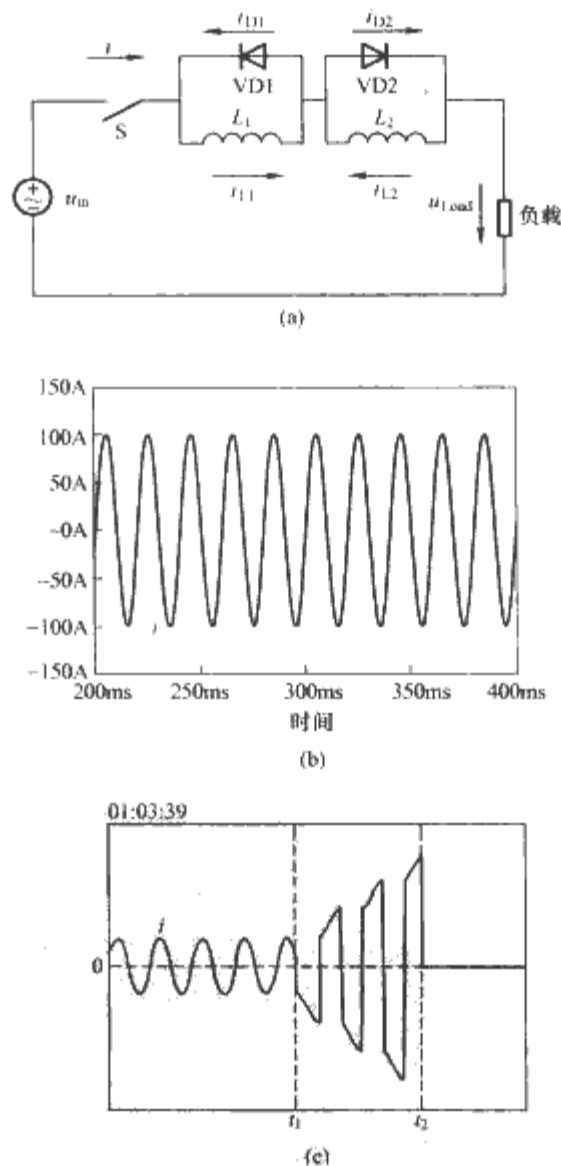


图 11.5-13 工程适用的交流限流器及其工况

(a) 原理拓扑结构；(b) 正常运行时负载
电流波形；(c) 短路限流时的负载波形

图 11.5-13 (b) 为限流器采用大电感作恒流源并在正常运行情况下的负载电流仿真波形，可见其与图 11.5-12 (d) 所示波形一样；图 11.5-13 (c) 为短路限流过程中的负载电流波形，由图可见在 t_1 时刻负载侧发生短路，电流立即上

升, 当其上升到限流电感中的稳态运行电流峰值时, 限流电感立即自动串入回路限制短路电流及其上升率, 从而有效抑制短路电流; 同时, 控制系统判断出故障并在 t_2 时刻控制 S 跳开故障回路; 切断故障电流过程中, 限流电感中的电流通过与其反并联的二极管续流, 因此不会引起操作过电压。

图 11.5-13 (a) 所示的限流器结构可应用电力电子拓扑变换技术转变为图 11.5-14 (a) 所示的半控桥结构, 图中由晶闸管 VT1、VT2 构成双向固态开关的作用等效于图 11.5-13 (a) 中的 S, 其特点是省掉了一个限流电感。图 11.5-14 (b) 和 (c) 分别为该限流器在负载电流正、负半波时的等效电路, 与图 11.5-12 (b)、(c) 比较可以看出, 其拓扑结构完全一样, 只不过用限流电感代替了恒流源。

该限流器的工作原理如下: 起动时首先触发晶闸管 VT1、VT2 导通, 电网电压通过桥路为限流电感充磁, 直到其电流达到负载电流的峰值, 此后即进入正常稳态工况; 当负载侧发生短路故障且短路电流上升到大于等于负载电流峰值时, 限流电感 L 立即自动串入故障回路限制短路电流及其上升率, 同时控制系统检测到故障, 立即封锁晶闸管 VT1、VT2 的触发脉冲, 则其在最多半个周波 (约 10ms) 的时间内电流自然过零关断, 从而达到切除故障回路的目的。VT1、VT2 关断后, 电感电流 i_L 由二极管 VD1、VD2 续流, 因此切除故障过程中不会产生操作过电压或激发暂态振荡。图 11.5-14 (d) 为半控型桥式固态限流器电路在正常稳态运行、负载侧发生短路及短路限流过程与故障切除后的主回路电流仿真波形。

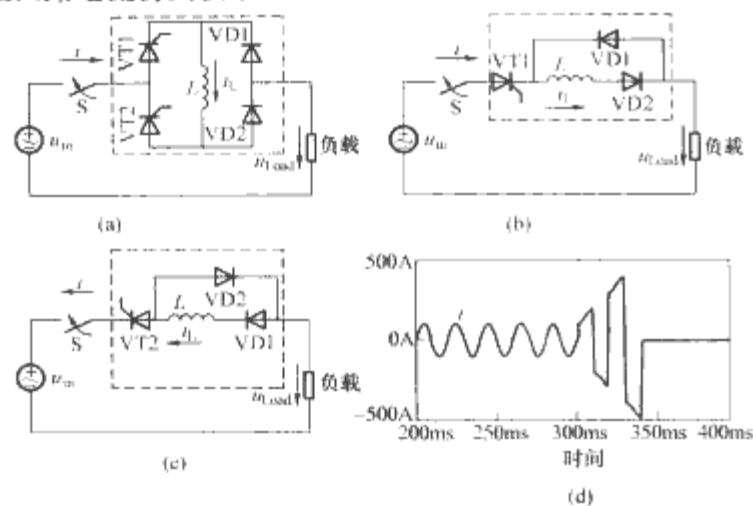


图 11.5-14 半控型桥式交流限流器及其工况
(a) 原理拓扑结构; (b) 正半波等效电路;
(c) 负半波等效电路; (d) 负载电流波形

图 11.5-14 (a) 所示限流器拓扑还可变换成图 11.5-15 所示的结构, 其特点是桥路由简单的二极管整流桥 (VD1~VD4) 构成, 而由固态功率器件 (如 GTO 或 IGBT) 构成的开关 S、限流电感 L 以及旁路二极管 VD0 组成了桥路的直流侧限流结构。这种拓扑结构的固态限流器在系统正常运行模式下固态开关 S 导通, 其工况与图 11.5-14 (a) 所示拓扑结构的固态限流器相同; 系统发生短路故障时, 直流限流电感 L 同样会立即自动串入故障回路限制短路电流及其上升率, 而固态开关 S 由于采用了可控关断器件, 因此可以在任意时刻断开桥路的直流侧, 也即断开限流器, 因而可以以极快的速度在数十微秒时间内切断短路电流。切断故障回路过程中二极管 VD0 为电感 L 中的电流提供续流回路, 因此也不会发生操作过电压或暂态振荡。

图 11.5-14 (a) 和图 11.5-15 所示的桥式固态限流器拓扑都是半控型的, 即它们只能实现整流控制 (包括起动、正常运行和故障限流) 和切断故障回路控制 (当桥路中起开关

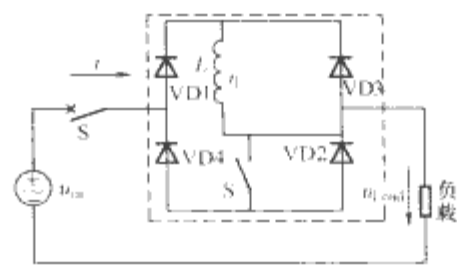


图 11.5-15 直流侧控制型固态限流器拓扑

作用的功率半导体器件采用可控关断器件时, 可实现主动关断, 如图 11.5-15 所示拓扑), 不能实现逆变控制, 即在故障限流或断开故障回路时无法将储存在限流电感 L 中的能量反馈回电网, 因而当继电保护因故不能断开短路电流时, 限流电感 L 将会按 2 倍系统频率的速度被持续充磁, 亦即短路电流将按 2 倍系统频率的速度持续上升, 直至相当于未安装限流器时的稳态短路电流值。若将半控型桥式固态限流器改为图 11.5-16 所示的全控型拓扑结构, 则可通过控制图中 VT1~VT4 的触发脉冲相位角使桥路工作于整流状态或逆变状态, 从而实现对限流电感 L 能量的双向流动控制, 有效避免了半控型固态限流器存在的问题。

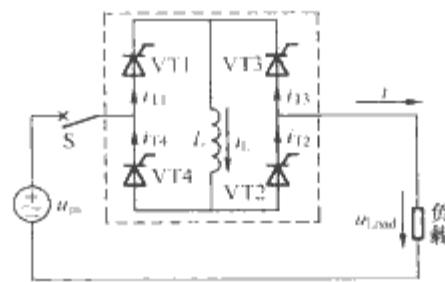


图 11.5-16 全控型固态限流器拓扑

3.3 基于全控型电力电子器件的单相交流固态短路限流器

全控型桥式拓扑结构的固态限流器不但可以有效避免半控型桥式固态限流器所存在的问题 (即发生短路后, 若继电保护因故不能控制断路器跳闸切断故障回路将失去限流能力的问题), 而且控制更加灵活, 可以实现各种控制模式。

图 11.5-17 所示为全控型单相桥式固态限流器的电路原理拓扑 (虚线框内部分), 下面以纯电阻负载 R 为例, 分析该固态限流器在正常工作下的工作原理。对其他特性的负载, 也可同理进行分析, 得出的结论是相似的。

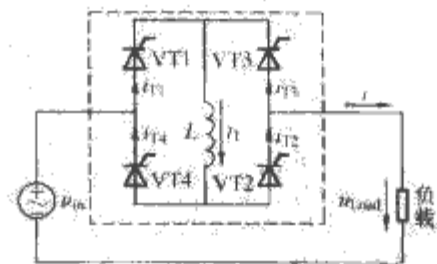


图 11.5-17 单相桥式固态限流器

3.3.1 起动充磁阶段

要使限流桥路能正常工作, 首先需要对限流电感 L 进行充磁, 使电感上的电流能达到负载电流的峰值。为此, 在投入运行之初, 可将桥路的 4 个晶闸管全部触通, 由电网电压为限流电感 L 充磁。图 11.5-18 为起动充磁过程中电感电流和负载电流的波形。

由图 11.5-18 波形可以看出, 由于存在电感能量在桥路

上的损耗,电网每半个周期给限流电感 L 充磁一次,且在启动充磁的初期,输入的能量大于损耗的能量,电感电流从0逐渐上升,直到一个周期内电网为电感提供的充磁能量等于桥路上损耗的能量,电感电流达到稳态值,启动充磁过程结束,限流器进入正常运行控制模式。

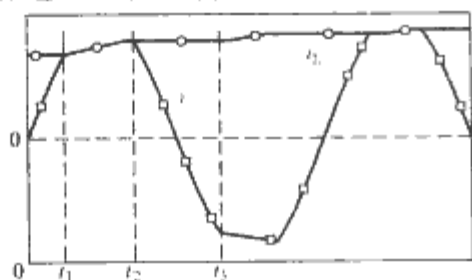


图 11.5-18 单相桥式限流器启动充磁

3.3.2 正常运行控制模式

全控型桥式固态限流器进入正常运行控制模式后,其桥路中的4个晶闸管 VT1~VT4 除了在负载电流峰值点附近因桥路等损耗而需要给限流电感 L 补充磁(此时电感电流 $i_L \leq$ 负载电流 i ,限流电感 L 串入负载回路,且负载电流有轻微畸变)而分别短暂不导通外,其余全部处于全导通状态(此时电感电流 $i_L >$ 负载电流 i),即限流电感 L 等效于被桥路短接。由于储存在限流电感 L 中的能量与其在桥路上的损耗相比要大得多,即实际上限流电感 L 每半个周期串入负载回路补充磁的时间极为短暂,所引起的负载电流畸变也很小,因此固态限流器在正常运行模式下对外等效于“零”阻抗,对负载(或电网)的影响可忽略不计。图 11.5-19 为图 11.5-17 所示系统中,固态限流器拓扑在正常运行模式下的负载电流 i 和限流电感电流 i_L 仿真波形与实验波形(系统参数为:电源电压有效值=50V,负载电阻=10 Ω ,限流电感=25mH)。

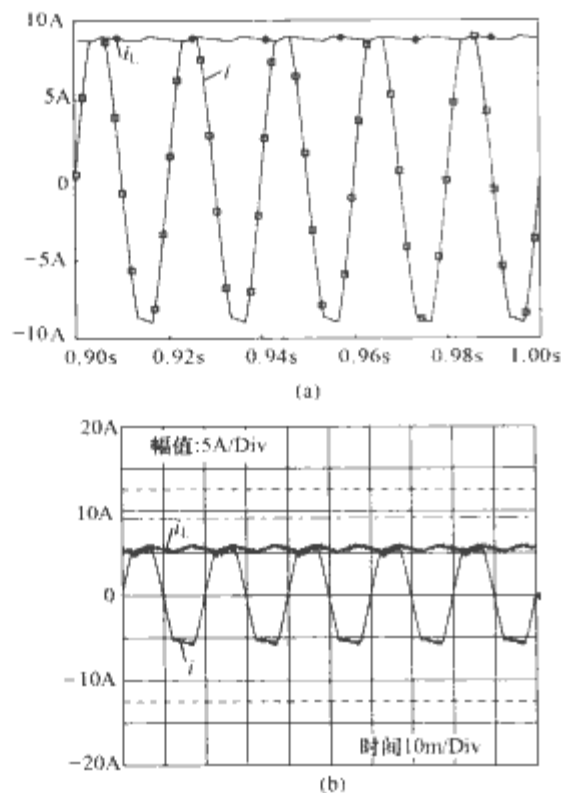


图 11.5-19 SSFCL 正常运行模式下的电流波形
(a) 仿真波形; (b) 实验波形

3.3.3 短路限流控制模式

在电网发生短路故障时,能采取相应的控制方式,正确处理故障,是对限流器的另一个重要要求。采用桥式固态短路限流器,能实现常规限流器所不能达到的诸如大幅度降低短路电流且稳态短路电流的大小可以调节控制、软重合闸、

无暂态振荡和过电压等重要功能。

3.3.3.1 续流式瞬断控制策略

假设图 11.5-17 所示系统在电流正半波时负载侧发生短路故障(参考方向如图中所示),则故障回路电流 i 必然急剧上升。当电流 i 上升到等于电感电流 i_L 的大小时,VT3、VT2 将分别在短路电流的正、负半波周期内截止,即短路电流只能通过 VT1(正半波时)或 VT4(负半波时)和限流电感 L 形成回路,从而限流电感自动串入故障回路抑制短路电流及其上升率。短路发生后,限流器控制系统也将很快检测到故障,并立即采取相应的“续流式瞬断”控制策略(如桥路由晶闸管构成,则封锁 VT1、VT4 管的触发脉冲;如桥路由 GTO 等可关断器件构成,则强制关断 VT1、VT4 管,但保持 VT2、VT3 管继续导通),以快速切断故障回路。

如果图 11.5-17 中固态限流器的整流桥由不可关断的晶闸管构成,则从短路故障发生到此电网电压出现第一次反方向为止,桥路处于不可控状态(即该段时间内已导通的晶闸管将继续导通,时间最多为半个周期,约 10ms),因此故障电流将对限流电感进行强充磁。假设限流器动作电流阈值为 I_{set} (即控制系统检测到回路电流大于 I_{set} 时,立即判断为发生了短路故障并封锁桥路 VT1、VT4 管的触发脉冲),则发生短路故障初期的不可控时间内,限流电感电流可能上升的最大值(也即故障电流的峰值)为

$$I_{1max} = I_{set} + \frac{U_m}{\omega L} \int_0^{\pi} \sin \alpha d(\alpha) = I_{set} + \frac{2U_m}{\omega L} \quad (11.5-1)$$

式中: U_m 为电网电压峰值; ω 为电网角频率; L 为限流电感。

若固态限流器的控制系统能够在发生短路且电压尚未反向前,及时检测到故障信息(目前固态限流器控制系统的核心器件一般采用高速 DSP 处理器,因此这一点能够得到保证)并立刻封锁住 VT1、VT4 管的触发脉冲(但保持 VT2、VT3 管处于开通状态),则短路故障发生后最多半个周期时间内,由于电网电压反向,VT1 或 VT4 管(其中之一在发生故障时必然处于反压关断状态,撤去触发脉冲后将不会再导通)将因电流自然过零而关断,从而切断故障回路,而限流电感中的电流将经 VT2 或 VT3 管续流,直至衰减到零。

图 11.5-20 为图 11.5-17 所示单相桥式限流器电路中负载侧发生短路故障时,桥式固态限流器采用“续流式瞬断”控制模式时的仿真波形。由图可以看出,由于存在上述所谓的“桥路不可控”时间,故障电流在短路发生初期有一个上升,其上升的最大值按式(11.5-1)计算,且限流电感电流衰减很慢。“续流式瞬断”控制策略的实质是:短路发生后,限流器控制系统将以尽量快的速度关闭起开关作用的功率半导体管(如图 11.5-17 中的 T1、T4)以切断故障回路,而通过保持开通起续流作用的功率半导体管(如图 11.5-17 中的 T2、T3)对储存在限流电感中的能量进行续流放电,因此切断故障回路过程中不会产生暂态振荡或操作过电压。

3.3.3.2 逆变式瞬断控制策略

所谓逆变式瞬断控制策略,就是当系统发生短路故障时,固态限流器控制系统将控制整流桥进入逆变工作状态,以便快速将储存在限流电感中的能量回馈到系统,从而实现故障回路的快速切除。

仍以图 11.5-17 所示桥式固态限流器电路负载侧发生短路故障为例,简单说明桥式固态限流器的逆变式瞬断控制策

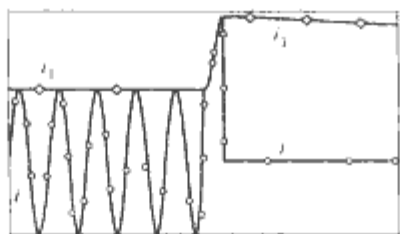


图 11.5-20 “续流式瞬断”电流仿真波形

略。当短路电流达到负载电流峰值时，限流电感 L 将自动串入回路限制短路电流及其上升率；当故障电流进一步上升到限流器动作阈值 I_{set} 时，控制系统将立即检测到短路故障，并马上增大限流器整流桥的触发脉冲角（如 150° ）使其进入逆变状态，从而将储存在限流电感中的能量迅速反馈回系统，电感电流及故障电流随之迅速下降；当控制系统检测到电流下降到接近于零（或某一较小的设定值）时，封锁所有触发脉冲使限流器桥路在电流自然过零时自动关断退出运行，从而顺利切除故障回路。图 11.5-21 为图 11.5-17 所示单相桥式限流器电路中负载侧发生短路故障时，桥式固态限流器采用逆变式瞬断控制模式时的仿真波形。与图 11.5-20 相比较可以看出，采用逆变式瞬断控制策略时，故障电流在短路发生初期同样有一个上升 [上升最大值也按式(11.5-1)计算]，但限流电感电流能够很快就衰减到零。

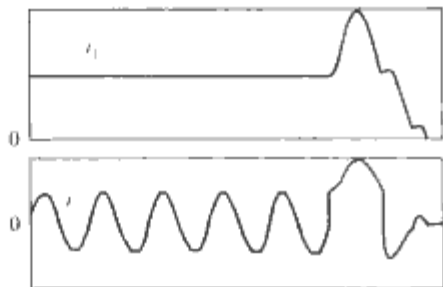


图 11.5-21 逆变式瞬断电流仿真波形

比较上述两种瞬断控制策略可以看出，它们的共同点是：晶闸管都是自然过零关断，因此在切断故障回路时不会产生操作过电压或暂态振荡。不同点是：采用逆变式瞬断控制策略时，电感能量可以回馈到系统，因此电感电流的衰减速度较快，但切断故障回路的时间比采用续流式瞬断控制策略时要略长一些（采用续流式瞬断控制策略时，电感能量只能通过桥路续流管缓慢损耗掉，因此电感电流衰减较慢，但切断故障回路的时间较快，一般可在最短半个周期最长一个周期内完成），且控制策略也略为复杂。综合比较而言，实际应用中采用逆变式瞬断控制策略更有价值。

3.4 三相桥式固态限流器

将单相桥式限流器拓扑结构加以变换，即可应用于三相系统。图 11.5-22 为三相中性点接地桥式固态限流器的原理拓扑示意。在投入运行之初，将桥路的晶闸管全部触通，由电网电压为限流电感充磁，直到限流电感上的电流达到负载

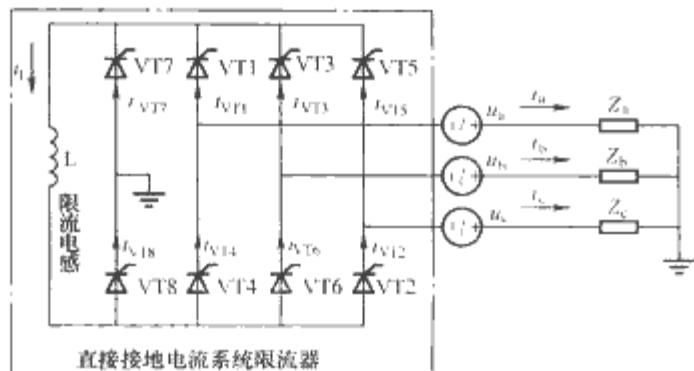


图 11.5-22 三相接地桥式固态限流器原理拓扑

电流的峰值附近，限流器即进入稳定运行状态。进入稳定工况后，其 8 个晶闸管按正常顺序触发。

由于三相交流电路从拓扑的角度来看是对称的，故可取 A 相进行单独分析，如图 11.5-23 所示。图 11.5-23 (a) 为 i_a 正半波时的等效电路，可知当电感电流 $i_L \geq i_a$ 时，由基尔霍夫电流定律知， $i_{VT8} = i_L - i_a \geq 0$ ，即 VT8 通；如果认为 VT4、VT8 的导通压降相等，则 A2 点与地同电位，即相当于 A2 直接接地；当 $i_L \leq i_a$ 时，VT8 自然关断，限流电感 L 与负载短时串联，电源 u_a 给 L 补充能量，使 i_L 保持在 i_a 的峰值附近。同前所述，由于电源给电感的能量只是用来补充其在桥路上的损耗，而该损耗很小，故 L 串入负载回路的时间极短，对负载的电压、电流的影响可以忽略。同理，当 i_a 为负半波时，与 i_a 相关的拓扑见图 11.5-23 (b)，同样可以得知，A2 的电位为零电位。所以，正常运行（即无故障）时，A2 始终相当于与地直接连接，电源电压 u_a 全部降在负载上。

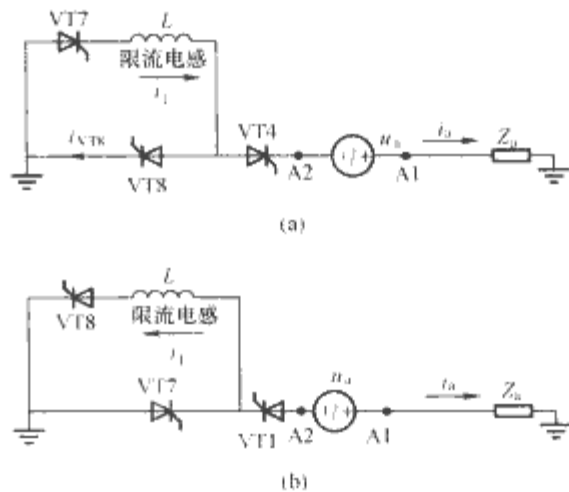


图 11.5-23 三相接地桥式固态限流器 A 相等效电路

(a) i_a 正半波时的 A 相等效电路；

(b) i_a 负半波时的 A 相等效电路

对 B、C 两相可以按照同样的道理进行分析。将三相一起考虑，可以看出，当系统正常运行时，若忽略限流电感电流的微小波动，则可认为 i_L 为直流电流，其数值为相电流的峰值，而三相电源的中性点则等同于各相直接接地，形成中性点接地的星形连接。

正常运行期间，三相桥晶闸管 VT1~VT6 各导通 180° ，VT7、VT8 触发脉冲常加，如果忽略电感和晶闸管上的内阻引起的功耗，则限流电抗 L 中通过的电流为恒定的直流电流，其数值等于三相负载电流的峰值。因此，电抗器上无压降和功耗。

当系统发生故障时，电源电压通过已导通的晶闸管加到限流电感上，引起电感电流的增加，当检测电路检测到故障发生后，控制器调整触发脉冲，调节限流器串入故障点阻抗，从而调节控制电网的故障电流，甚至可将故障电流切断，起到固态开关的作用。

该类固态限流器有以下特性：

- (1) 无论限流电感多大，在正常运行时不会产生附加压降，即其等效阻抗几乎为零。
- (2) 发生短路时，限流阻抗立即自动插入（无需保护电路响应）。
- (3) 断开时该限流器阻抗自动被二极管短接，不会引起瞬态振荡及过电压。
- (4) 限流电抗值可根据短路限流要求独立选定，不受其他因素制约，有极大的自由度。
- (5) 既可在 10ms 左右快速断开已被限制的短路电流，也可在较长时间内流通低水平的稳态短路电流，以满足各种

保护时限配合的要求。

(6) 可以实现无冲击的软自动重合闸。

3.5 带耦合变压器的交流固态短路限流器

图 11.5-22 所示的拓扑结构可以拓展成带耦合变压器的三相桥式固态限流器，其拓扑结构如图 11.5-24 所示。这种变压器耦合三相桥式固态限流器的工作原理简述如下：

系统正常运行时，换流桥三相桥臂 VT1~VT6 全开通（触发延迟角 $\alpha=0^\circ$ ），续流管 VT7、VT8 常导通，为限流电感 L 提供续流回路并维持其中电流在负载电流峰值水平（理想情况）；VT7、VT8 的续流作用使换流桥直流侧任意一点都处于等电位状态，从而耦合变压器的二次侧等效于“短接”状态，亦即其一次侧压降等效为零，因此整个限流器对系统呈现等效零阻抗。负载侧发生短路时，系统电压将全部（或大部分）加到耦合变压器的一次侧并耦合到换流桥上，迫使 VT7、VT8 管其中之一或两个被迫关断，限流电感通过耦合变压器自动串入系统，从而达到短路瞬间自动限制故障电流及其上升率的目的；与此同时，控制系统监测到短路，根据不同的故障类型和控制策略及时对 VT1~VT8 管触发脉冲相位角进行控制，最终将故障电流控制在设定的范围内。由图 11.5-24 可知，不论电网主电路和系统电源采用何种接线方式，变压器耦合三相桥式固态限流器都可以方便地接入限流回路，从而很好地解决了三相桥式固态限流器接入电网受电网（一次系统）接线方式限制的问题。

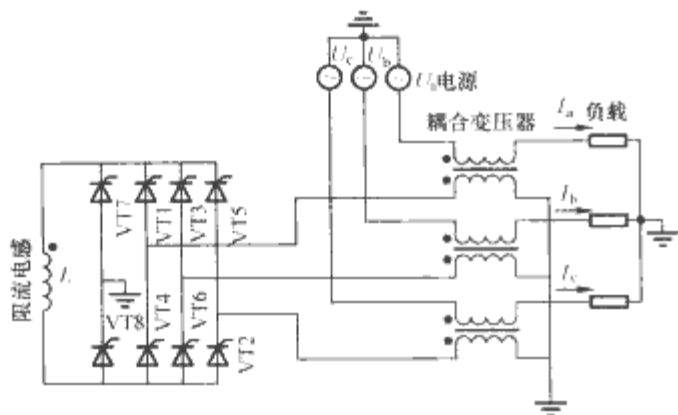


图 11.5-24 变压器耦合三相桥式固态限流器拓扑

变压器耦合三相桥式固态限流器与没有耦合变压器的三相桥式固态限流器相比，具有如下明显优点：

(1) 其应用不受一次系统接线方式的影响，同一种拓扑结构可以同时适用于三相星形或三角形接法、接地或不接地系统。

(2) 通过合理选择耦合变压器的变比，可以方便地选择固态限流器桥侧的电压等级，从而使固态限流器的性价比达到最优。

(3) 通过对耦合变压器的特殊设计处理（例如采用磁饱和技术等），有可能在不影响限流效果的情况下，降低固态限流器中耦合变压器、换流桥及直流限流电感的设计容量和体积，从而有效降低整个限流器的体积与成本。

与单相桥式固态限流器相比，三相桥式固态限流器（带或不带耦合变压器）的控制策略较为复杂，即系统发生短路故障时，必须判断故障类型并采取相应的控制策略；而且在控制过程中，由于响应故障的时间要求极短（5ms 左右），故障类型判断较为困难，尤其两相短路和三相短路的故障特征非常相似，判断较为复杂，因此对限流器控制（软件）的要求较高。从实际试验结果来看，在两相接地短路试验中，如非故障相电压恰好过零，易被误判为三相短路，致使非故障相也被插入限流电抗。此外，在短路限流情况下会产生一

定的奇次谐波，对电网有一定影响。针对上述缺点，通过改进拓扑结构，提出了带旁路电感的变压器耦合三相桥式固态限流器。

3.6 带旁路电感的变压器耦合桥式固态限流器

带旁路限流电感的单相桥式固态限流器拓扑如图 11.5-25 (a) 所示，其工作原理简述如下：

系统正常运行情况下，全控桥晶闸管 VT2 和 VT3 常触发导通，VT1 和 VT4 分别在相电压的正负过零点触发导通半周，在忽略晶闸管导通压降和功率损耗的情况下，全控桥处于等电位，因此旁路电感被短接，整个限流器对系统不呈现阻抗；系统发生短路故障时，限流器中的直流电感 L_d 将与旁路交流电感 L_a 并联后自动插入故障回路，以抑制短路电流及其上升率，同时控制系统立即封锁 VT1、VT4 的触发脉冲（VT2、VT3 管继续触发导通，以便给 L_d 提供续流回路）并在半个周期内使全控桥（包括直流电感 L_d ）退出运行（从回路中剥离），改由旁路电感 L_a 限制全部短路电流。

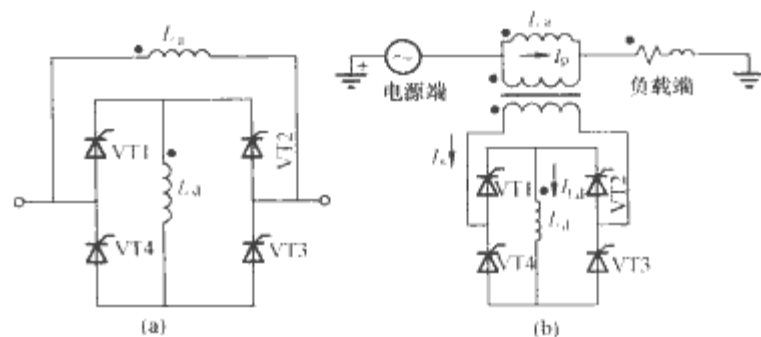


图 11.5-25 带旁路限流电感的单相桥式固态限流器原理拓扑

(a) 不带耦合变压器；(b) 带耦合变压器（高压应用场合）

显然，这种拓扑结构的固态限流器，其换流桥的工况可以用导通（正常运行模式）或关断（故障运行模式）来等效，即要么接入回路短接限流电感，要么彻底从回路中剥离，由旁路电感 L_a 独立承担限流任务。因此，无论在正常还是故障运行模式下，都基本不会对系统制造谐波污染。同时，由于发生短路故障后限流器控制系统将迅速（一般半个周期内）控制换流桥（包括直流电感 L_d ）退出运行，因此换流桥（包括直流电感 L_d ）的设计容量可以适当减小。但是，这种拓扑结构的固态限流器由于增加了旁路限流电感，整个装置的体积仍然是一个有待解决的问题。

在高压系统中应用时，可以通过耦合变压器接入系统，其单相拓扑结构如图 11.5-25 (b) 所示，工作原理与图 11.5-25 (a) 基本相同。这种拓扑结构的固态限流器具有基本不产生谐波、运行控制简单可靠等一系列优点，但也存在造价高、体积大的缺点。

图 11.5-26 所示为带旁路限流电感变压器耦合三相桥式固态限流器的拓扑原理结构，与由图 11.5-25 (b) 所示的变压器耦合单相固态限流器构成的分立式三相固态限流器相比，它具有结构紧凑、造价低、体积小等特点。

图 11.5-26 所示拓扑结构的固态限流器的工作原理简述如下：系统正常运行时，由晶闸管 VT1~VT6 组成的三相可控换流桥工作在全导通状态桥，VT7、VT8 常触发导通，以便给直流限流电感 L_d 提供续流回路。理想条件下，电感 L_d 因 VT7、VT8 管续流而等效于短接，且其电流等于负载电流峰值，即耦合变压器的二次侧等效于短接状态，从而并联在耦合变压器一次侧的交流旁路限流电感 L_a (L_{aA} 、 L_{aB} 、

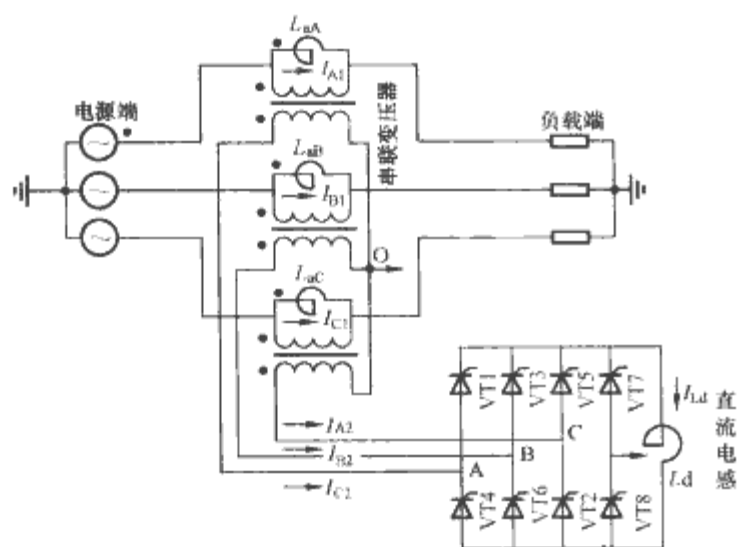


图 11.5-26 带旁路电感变压器耦合三相桥式固态限流器拓扑原理

L_{aC} ，下同）也被等效短接，其压降接近于零，因此几乎不影响系统的正常运行。系统发生短路故障时，电源电压将全部（或大部分）加在耦合变压器一次侧以及交流旁路限流电感 L_a 上，并通过耦合变压器加到换流桥上，迫使续流管 VT7、VT8 其中之一或者全部因反压而关断，从而交流旁路限流电感 L_a 和直流限流电感 L_d 通过耦合变压器并联后立即自动串入回路，限制故障电流及其上升率；同时限流器控制系统判断出故障，立即封锁固态限流器所有晶闸管的触发脉冲（VT1~VT8）以控制桥路（包括直流限流电感 L_d ）尽快退出工作，并在适当时刻重新触通晶闸管 VT7、VT8，以便桥路（VT1~VT6）彻底关断后为直流限流电感 L_d 提供续流回路。桥路退出运行后，耦合变压器二次侧等效于开路，因此将由交流旁路限流电感 L_a 限制短路电流，直到继电保护装置动作切断故障回路。

在系统发生短路故障、限流器换流桥尚未退出运行前的一段时间内，故障电流中包含两部分：流过旁路限流电感的电流 i_{f1} 和流过直流限流电感并经耦合变压器耦合到一次系统的电流 i_{f2} 。其中， i_{f2} 在系统发生三相不对称故障时，将对非故障相以及继电保护等造成一定的影响。因此，在设计限流器控制系统时，应该尽量考虑采用快速、可靠的故障判断和简单、易行的控制策略，以便在系统发生短路故障后能迅速做出判断，并隔离换流桥退出工作，使变压器二次侧等效于开路，尽快让系统的短路电流完全由交流旁路电感限制，以尽量减小系统发生不对称故障情况下对非故障相等的不良影响。如可考虑采用如下简单可靠的控制策略：只要交流系统发生短路故障（不论是对称还是不对称故障），限流器都按“退出换流桥（包括直流限流电感）、让交流限流电感 L_a 串入回路独立限制短路电流，再判断故障性质、考虑是否恢复非故障相正常运行”。这种控制策略由于短路时故障回路的三相中都串入了限流电抗，因此有利于抑制故障的连锁发展。

综上所述，带交流旁路限流电感的变压器耦合三相桥式固态限流器具有以下优点：

- (1) 正常运行时，等效阻抗接近于零。
- (2) 短路时，限流阻抗立即自动插入限制短路电流及其上升率。
- (3) 直流限流电抗仅由短路电流第一波峰限定值确定，不受其他因素制约。
- (4) 旁路电感值仅由稳态短路电流限定值确定，不受其他因素制约。
- (5) 晶闸管桥路容量按正常额定容量设计即可。

(6) 无论交流系统正常还是故障情况下，固态限流器都基本不产生谐波。

(7) 控制策略简单可靠。

但是，三相桥式固态限流器增加交流旁路电感后也失去了一些优良的性能，主要表现在以下 3 个方面：

(1) 并联交流旁路限流电感后，限流器失去了切断故障电流的能力，因此它必须与断路器配合使用。

(2) 由于故障后的短路电流通过交流旁路电感限制，因此其限制短路电流的水平完全由交流旁路限流电抗的大小确定，即限流器失去了控制短路电流大小的能力。

(3) 并联交流旁路限流电感后，在系统发生短路故障的初期阶段，可能出现较大的短路冲击电流和非周期分量电流，但它们存在的时间都很短暂，最多不会超过半个周期，因此对系统设备造成的不利影响不会太大。

4 固态短路限流器在电力系统中的应用

与短路限流技术的探索和短路限流器的开发研究相比，有关短路限流器在电力系统中的优化配置及其对电力系统可能带来的影响问题目前还较少为人们所讨论。而这些是研究限流器及其能否在电力系统中得到应用的重要问题，因为不弄清楚这些问题，就不可能使限流器得到恰当的应用并发挥最佳效益，甚至可能会给电力系统的正常运行带来新的问题。

综合国内外已见诸文献的相关研究，并结合故障限流器在电网中应用的条件与特点，限流器在电网中应用的相关问题（不包括限流原理及其效果）可以大致概括为以下方面：

- (1) 短路限流器在电网中安装位置的选择与优化问题。
- (2) 短路限流器在系统故障暂态过程中的作用特性，包括对同步稳定及负荷稳定的影响。
- (3) 短路限流器在电网正常运行时对电网电能质量，如谐波及电压跌落的可能影响。
- (4) 短路限流器的故障控制策略，以及与继电保护等其他自动控制装置的配合问题。
- (5) 短路限流器对电网已有各种设备或元件运行状态的作用和影响。
- (6) 短路限流器在电网中应用的经济指标考察。

短路限流器有很多种类，但作为反应于短路故障并执行限流功能的设备，所有故障限流器在本质上都可以看成为一个快速反应于故障时刻的可变阻抗。因此，对于上述 6 个方面问题的研究，所有故障限流器必然有其共性的一面。而对于本文所探讨的变压器耦合三相桥式固态限流器，由于其自身限流原理的特点，也会一定程度上形成其在电网中应用的特性问题。特别是对于限流器在故障后呈现阻抗（或阻抗跳变）的过程，不能够忽略其对电网故障瞬间电磁暂态过程影响的分析。

4.1 固态限流器在电网中的安装位置

固态限流器在电力系统中的装设位置及安装数量将取决于其所在电力系统的结构，一般情况下，固态限流器安装在故障点附近能够最有效地限制短路电流，但是电力系统中短路情况发生的偶然性和地点的不确定性使得这个问题的研究变得相当复杂。下面列举现有文献中提到的固态限流器在电力网中应用的几个典型的位置与场合，并就固态限流器在这些场合应用的问题进行分析，研究在这些场合发生短路故障的特点以及安装固态限流器的意义。

4.1.1 环网母联限流器

为了限制短路电流，母线分段、环网开环等都是目前常

采用的运行接线方式,但从供电可靠性、灵活性及功率优化配送角度讲,这并不是最合理的方式。惠州电网 2010 年电力系统规划的短路电流计算显示,“当 110kV 太阳城站的两台主变压器并列运行时,10kV 母线最大短路电流达到 49.41kA,必须采取限流措施。”采用 10kV 母线分段运行[如图 11.5-27 (a) 所示]方式后,由于运行阻抗加大,因此可以减小短路电流。但是分段运行既降低了供电可靠性和灵活性(如变压器 TA 因故退出运行后,接在 A 段母线上的所有负载都将失电),同时也使正常时变压器无法形成相互调配的整合效益,负载功率也难以得到合理分配。

若按图 11.5-27 (b) 所示在母联处安装一台固态限流器,则可以解决上述母线分段运行带来的问题,实现正常情况下母线不分段,变压器仍并列运行。从而既保证供电可靠性、灵活性,又可通过固态限流器(此时起母联作用)交换功率,实现变压器功率的合理分配。

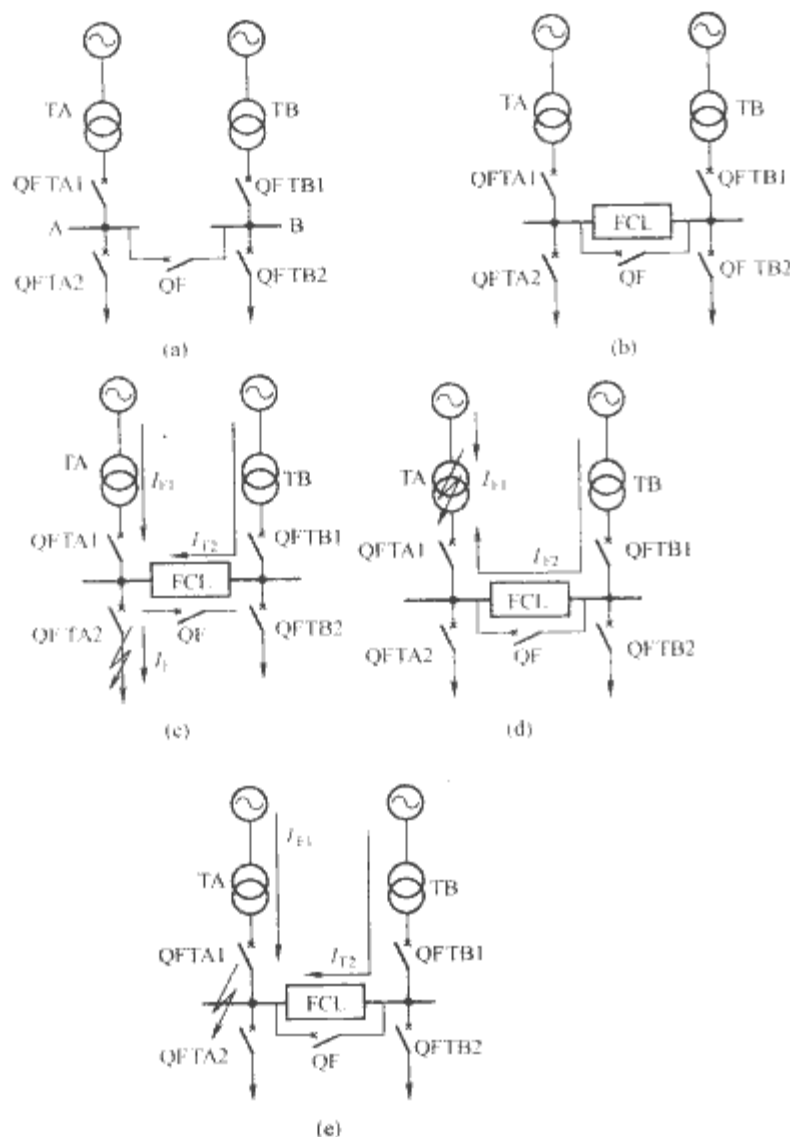


图 11.5-27 母联处安装固态限流器实现正常不分段运行
(a) 母线分段运行(母联 QF 开断);
(b) 母联处安装固态限流器实现不分段运行;
(c) 出线端发生短路;(d) 进线变压器短路;
(e) 母线短路

图 11.5-27 (c) ~ (e) 给出了较为典型的三处短路故障点,分别为出线端短路、进线端或主变压器短路及母线短路。当一回出线发生短路故障时[假设如图 11.5-27 (c) 所示位置],装设于母联处的固态限流器将迅速从正常运行模式(对外等效阻抗接近于“零”)切换到故障限流模式(对外呈现高等效阻抗),从而有效阻截来自另一台主变压器(TB)的短路电流,并将故障线路的短路电流水平抑制在出线断路器的遮断容量范围内,使断路器能够快速、可靠地切除故障线路;故障切除后,

固态限流器将重新恢复到正常运行模式。当进线端或主变压器发生短路故障时[假设如图 11.5-27 (d) 所示位置],装设于母联处的固态限流器同样会迅速从正常运行模式切换到故障限流模式,以有效阻截来自另一台主变压器的短路电流,从而确保主变压器低压侧断路器(图中 QFTA1)快速、可靠地切断故障进线回路;故障切除后固态限流器重新恢复到正常运行模式,此时由于出线侧的断路器(图中 QFTA2)仍是闭合的,因此可以很快转由正常变压器 TB 实现不间断供电,增强了供电的可靠性(当单台主变压器的容量不足以供给所有出线负荷时,应采取相应的限电控制策略,如切断某一条或几条相对不重要的负荷出线等)。当某一段母线发生短路故障时[假设如图 11.5-27 (e) 所示位置],装设于母联处的固态限流器同样也会及时动作,限制短路电流。

类似的应用,如在短路电流过大的环网中串入故障限流器以实现闭环运行方式、在短路电流可能超标的桥形接线中将故障限流器串接于桥开关处以形成线路并列运行等,可以大大提高运行灵活性和供电可靠性。

4.1.2 互联网联络线限流器

电网的互联将增加短路故障时的等效电源,使电网中各处的短路电流有所增加。但增大的程度因电网结构、故障位置及联系强弱等有很大的不同,是否需要针对性地采用限流措施需要具体分析。研究表明:大区电网周边交流互联对联络线附近的短路电流水平有明显影响,而对距离联络线较远的母线短路电流影响不大。短路电流主要还是由短路点附近的发电机和电动机提供。

固态限流器作为专用的限流设备,与传统的限流手段相比具有独特的优势。因此是大区电网互联时的一种较为理想的限流设备。另外值得关注的是,在固态限流器的开发过程中已经出现将已有限流功能同其他一些已有的功能组成复合模块的趋势,这有助于提高设备的综合效率,减低故障发生概率,而且可以有效地降低设备成本。

4.1.3 主变压器二次侧限流器

随着发电机单机容量的不断增大,在发电机与变压器中间的连接母线中会流过高达数万安培的大电流。大容量发电机出口发生短路时,其短路电流来自于大系统和发电机本身,强大的短路电流会对发电机和主变压器产生巨大的危害。目前一般可以采用封闭母线防止发电机出口端短路。但是随着电厂容量的不断增大,以及发电机远离负荷中心的网络特征,给电力系统的稳定运行增加了新的困难。高压输电线路上发生短路故障所诱发的暂态过程,更加严重地威胁着大区域电网的稳定性。研究发现,固态限流器的恰当运用可以有效缓解这个问题。固态限流器限流电抗的投入将使故障时刻发电机的功率输出有所增加,减少发电机的过剩功率,增加发电机的暂态稳定裕度,其发生失步的可能性也将随之降低,从而提高了系统的暂态稳定能力。这个问题将在后文中讨论固态限流器对电力系统暂态稳定性能的影响时进行较为详细的分析,此处不赘述。

4.1.4 负载线路出线端限流器

电力线路承担着输送电能的重要任务,按结构可分为架空线路和电缆线路,其中电缆供电广泛应用于城市及矿井、隧道等对供电方式有特殊要求的场合。由于电缆自身阻抗值较小且存在较大的分布电容,以至在馈线末端发生短路时,其故障电流水平和母线短路差不多。为了出线能选用轻型断路器,同时也考虑到电缆不致因短路发热而加大截面,通常在出线端加装电抗器。串联的电抗器在正常运行时需要消耗无功功率和一定的有功功率,使线路的功率因数和供电效益

有所降低。另外,电抗器上存在稳定的电压损耗,给调压带来困难,影响了用户端电压质量,因此从电压控制的角度讲也是不利的。

采用固态限流器限流可以有效解决上述常规(固定)电抗器限流所存在的主要缺点。正常运行时固态限流器不表现阻抗,所以既不消耗无功功率也不消耗有功功率,不存在采用普通限流电抗器时的电压损耗,可以得到更高的负荷电压,这对负荷与系统的调压显然都是有利的。当短路故障发生时,固态限流器可以快速投入,能够有效且可靠地限制短路电流,并能够使母线电压基本保持不变,这对非故障用户,特别是电动机负荷是极为有利的。

4.2 固态限流器对电力系统的作用与影响

这里主要讨论固态限流器的应用对提高电力系统暂态稳定性能、改善电压跌落,以及对电力系统继电保护和断路器开断性能的影响等。

4.2.1 固态限流器对提高电力系统暂态稳定性的作用

图 11.5-28 为简单电力系统模型图,图 11.5-29 (a) 和 (b) 则分别为图 11.5-28 中 A 点发生三相短路情况下,没有固态限流器与有固态限流器时的等值电路图,下文公式中符号的意义均如图中所示。这里采用发电机暂态电动势 E' 恒定的简化模型,无穷母线的电压有效值恒为 U ,限流器模型为带旁路限流电感的变压器耦合三相桥式固态限流器模型。

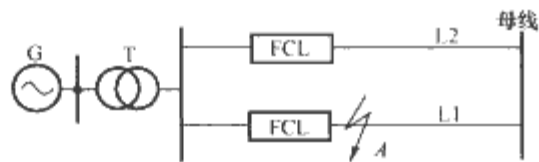


图 11.5-28 简单电力系统模型

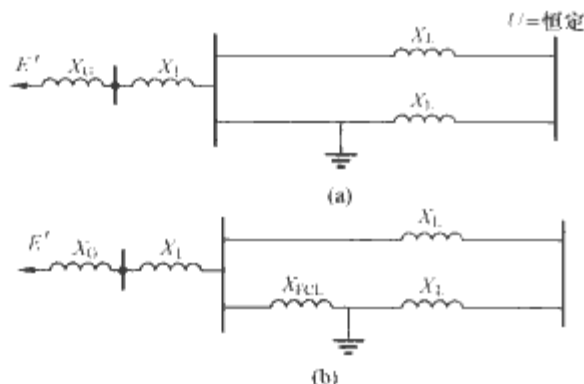


图 11.5-29 简单电力系统的等值电路图

(a) 未安装固态限流器;

(b) 安装固态限流器 FCL

系统发生短路故障后的暂态稳定情况可以用发电机 G 的功角特性进行分析,其忽略电阻的电磁功率方程为

$$P = \frac{E'U}{X} \sin \delta = P_m \sin \delta \quad (11.5-2)$$

可以看出,当暂态电动势 E' 与无穷母线电压 U 恒定时,外电抗 X 的大小决定着发电机的功率输出幅值 P_m 。通过分析可以分别得到对应正常运行时的电磁功率幅值 P_{1m} 、故障发生时的 P_{2m} (没有 SSFCL 投入) 和 P_{3m} (SSFCL 投入),以及故障切除后的功率 P_{4m} 的外电抗 X_1 、 X_2 、 X_3 和 X_4 ,分别为

$$X_1 = X_G + X_T + \frac{X_L}{2} \quad (11.5-3)$$

$$X_2 = X_G + X_T + \frac{X_L}{2} + \frac{(X_G + X_T)X_L/2}{\Delta X \rightarrow 0} = \infty \quad (11.5-4)$$

$$X_3 = X_G + X_T + \frac{2X_L X_{FCL}}{2X_L + X_{FCL}} \quad (11.5-5)$$

$$X_4 = X_G + X_T + X_L \quad (11.5-6)$$

为便于说明,做如下假设:①线路 $L1$ 末端发生金属性短路且没有安装固态限流器时的短路电流为正常运行电流的 10 倍以上;②安装固态限流器后,要求短路电流被控制在正常运行电流的 5 倍以内,即要求 $X_{FCL} \geq 2Z_L > 2X_L$ 。因此,4 个电抗值的大小关系是 $X_1 < X_4 < X_3 < X_2$,相对应的电磁功率幅值关系为 $P_{1m} > P_{4m} > P_{3m} > P_{2m}$ 。据此得到对应的功角曲线关系,如图 11.5-30 所示,图中横轴上的 4 个功角时刻分别对应故障发生时刻、限流阻抗投入时刻、故障切除时刻及最大摇摆角。可以看到,固态限流器限流电抗的投入使故障时刻发电机的功率输出有所增加,即减少了发电机的过剩功率,增加了发电机的暂态稳定裕度,其发生失步的可能性也将随之降低,从而提高了系统的暂态稳定能力。因此,选择适当的限流电抗值有助于在一定程度上提高故障时发电机的功率输出,进而增强系统的暂态稳定能力。

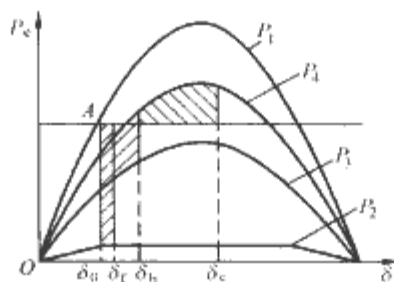


图 11.5-30 发电机功角曲线

对图 11.5-28 所示简单系统进行建模仿真,以研究固态限流器对系统暂态稳定的影响。有关仿真系统模型参数如下:

发电机: $U_N = 13.8\text{kV}$, $I_N = 6.15\text{kA}$, $\cos \theta = 0.8$, $X_d = 1.867$, $X'_d = 0.257$, $T'_{d0} = 6.9\text{s}$, $X''_d = 0.18$, $T''_{d0} = 0.039\text{s}$;

变压器: $S_N = 150\text{MVA}$, $Yd0$, $k = 13.8/110\text{kV}$;

线路: $L = 50\text{km}$, $X_L = 0.2\Omega/\text{km}$;

固态限流器参数: 直流电感 $L_d = 0.350\text{H}$, 旁路电感 $L_a = 0.080\text{H}$ 。

假设 0.5s 时发生三相短路故障,且未考虑断路器切断故障,仿真波形如图 11.5-31 所示。很明显,安装固态限流器后,短路时发电机功角的振荡幅度远小于没有安装固态限流器的情况,这无疑对发电机的暂态稳定是有益的。

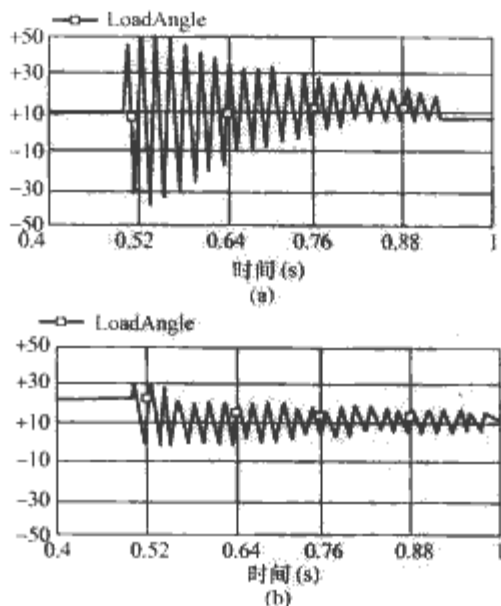


图 11.5-31 发电机功角振荡仿真波形
(a) 未安装固态限流器; (b) 安装固态限流器

4.2.2 固态限流器对电力系统电压稳定性的作用

IEEE 第 22 标准委员会和其他国际委员会推荐的用以描述主要电能质量干扰的术语中对电压跌落的定义为：电压或电流有效值降至额定值的 10%~90%，持续时间为 0.5 个周期~1min。影响电压跌落的主要因素有输电线路的功率因数、等效阻抗和线路电流大小等。若固态限流器串入系统后，在正常运行情况下由于负荷的波动而导致受电端电压跌落明显，则说明固态限流器的接入会影响供电电压质量。一般而言，功率因数越大、限流器等效阻抗越大，引起的电压跌落也越明显。高压输电系统的功率因数通常大于 0.9，而电压则要求不低于额定电压的 95%。由于带旁路电感的变压器耦合三相桥式固态限流器在系统正常运行时处于全导通状态，其耦合变压器二次侧的等效电压仅为微小的晶闸管通态压降（近似于被短接），折算到一次侧后与系统额定电压相比几近于零，亦即整个固态限流器的等效阻抗接近于零，因此在系统正常运行状态下基本不会给受电端造成电压跌落。

当限流器下游（受电端）发生短路故障时（假设为接地短路故障），由于固态限流器会立即自动串入故障回路限制短路电流，亦即此时固态限流器的等效阻抗将支撑其上游（电源端）系统电压基本不受短路故障的影响，从而有效改善了其上游系统的电压质量。图 11.5-32 为固态限流器（实验样机）的短路限流试验波形（假设 B、C 相接地短路），试验系统接线如图 11.5-26 所示（参数分别为：额定相电压 50V，额定相电流 1A，限流相电流 5A，等效负荷电阻 50Ω，耦合变压器变比 1:1，直流限流电感 172mH，交流旁路限流电感 31.8mH）。由图 11.5-32 可以看出：正常运行情况下固态限流器上的压降（即旁路限流电感上的压降）几乎为零；系统发生 B、C 相接地短路故障后，固态限流器 B、C

相旁路限流电感上的压降迅速上升到系统电压，而 A 相旁路限流电感上的压降则只有轻微增大，说明固态限流器不但可以有效限制短路电流，而且能有效改善系统的电压质量。

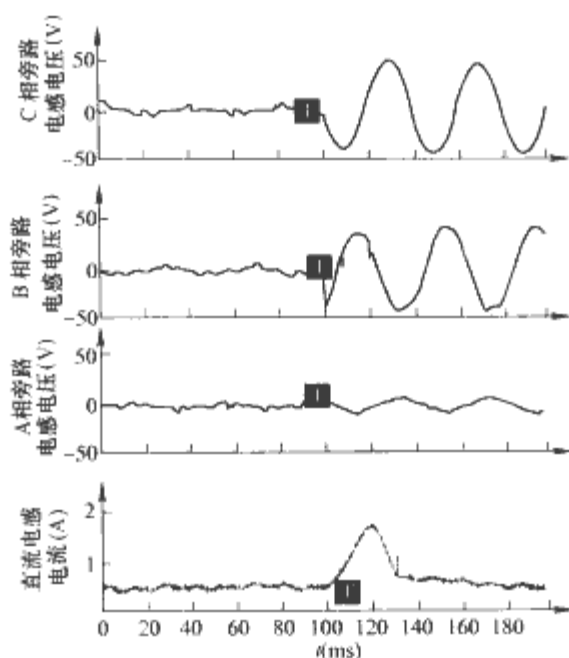


图 11.5-32 故障时旁路电感电压波形

图 11.5-33 为固态限流器抑制电压跌落效果的仿真电路拓扑，图中固态限流器安装在变电站 TL_A 与变电站 TL_B 之间的线路上（靠近变电站 TL_B 侧），变电站 TL_A 二次侧出口处挂一台 10kV/500A、输出机械功率为 367kW（500hp）的异步电动机作为等效负载。仿真时假设变电站 TL_B 二次侧负载发生三相短路，监测变电站 TL_A 二次侧线路电流、A 相出口电压 U_{saga} 和变电站 TL_B 一次侧 B 相电压 U_{sagb} ，图 11.5-34 为仿真结果波形。

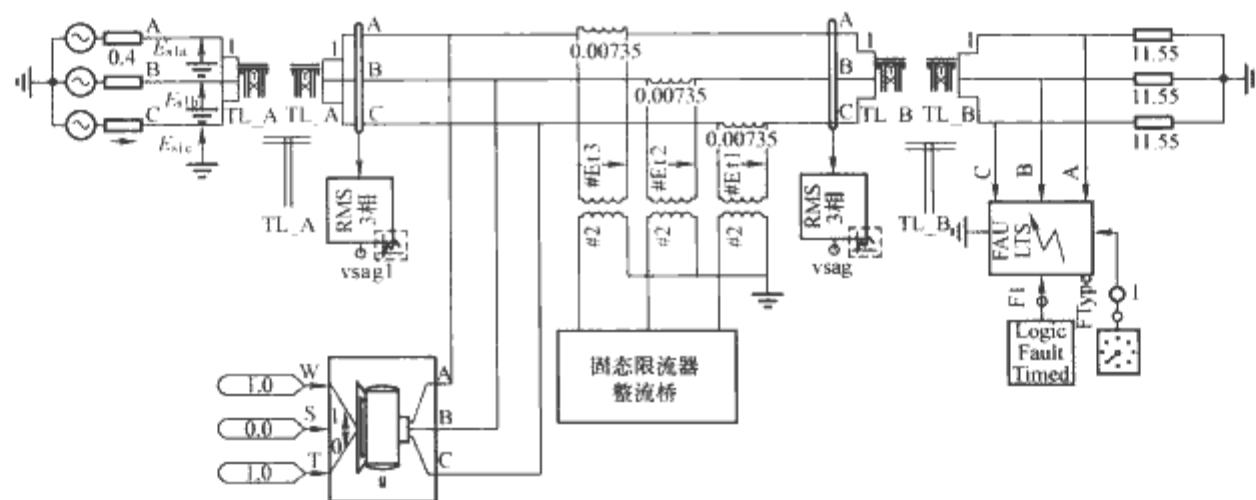


图 11.5-33 固态限流器抑制电压跌落效果仿真电路

对比图 11.5-34 (a)、(b) 仿真波形可以看出，加装固态限流器后，不但有效抑制了短路电流，降低了断路器切除短路电流的负担及可能带来的操作过电压等危害，而且明显抑制了固态限流器上游的电压跌落（未安装固态限流器前电压下降约 50%，安装固态限流器后电压下降约 20%），可见固态限流器对支撑、改善系统电压具有明显的作用。

4.2.3 固态限流器对电力系统继电保护的影响

下面以带旁路限流电感的变压器耦合三相桥式固态限流器在电力系统中应用为例，分析固态限流器对安装于其上游的距离保护阻抗继电器的影响及相互间的配合与定值整定问题。阻抗继电器是距离保护装置的核心元件，其主要作用是测量短路点到保护安装地点之间的阻抗，并与整定阻抗值进

行比较，以确定保护是否应该动作。

阻抗继电器的动作特性有圆形、橄榄形、苹果形和四边形等，我国广泛采用圆形方向阻抗继电器动作特性，因其具有简单、易于实现等特点。下面着重分析固态限流器对圆形方向阻抗继电器动作特性的影响。

简化起见，以单电源供电系统为例，图 11.5-35 和图 11.5-36 分别表示距离保护继电器安装在固态限流器的下游和上游。

若如图 11.5-35 所示距离保护 I 的测量元件安装于固态限流器的下游，即出口端，则当线路 L1 发生短路故障（故障点位于固态限流器出口侧，即距离保护 I 的下游）时，其阻抗继电器测量阻抗仍能真实反映故障点到其安装点之间的

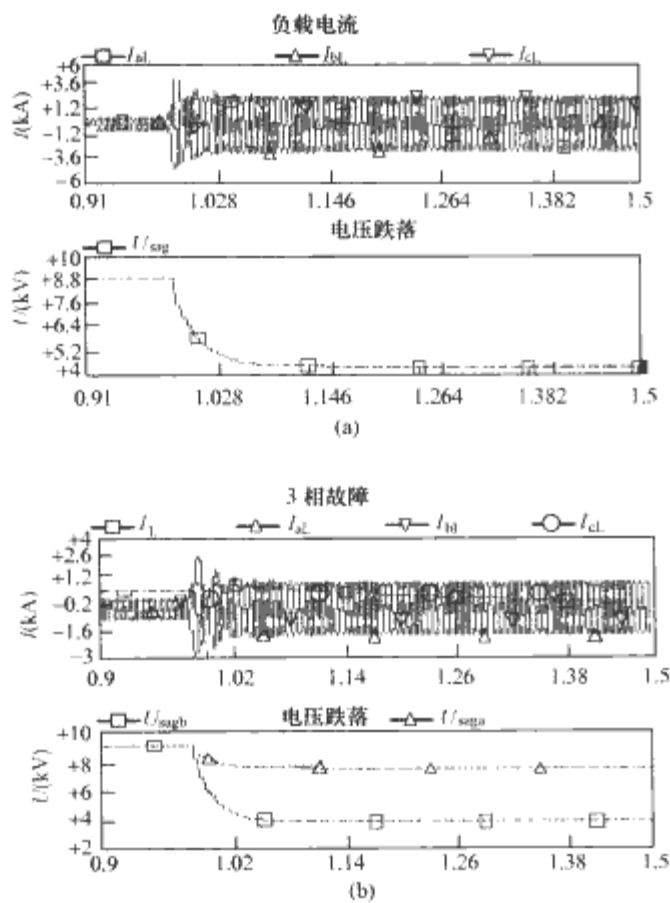


图 11.5-34 固态限流器抑制电压跌落效果仿真结果
(a) 未加固态限流器; (b) 加装固态限流器

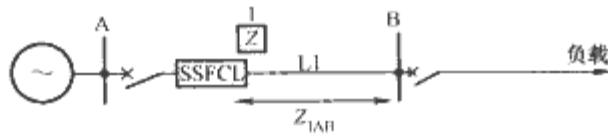


图 11.5-35 阻抗继电器位于限流器下游

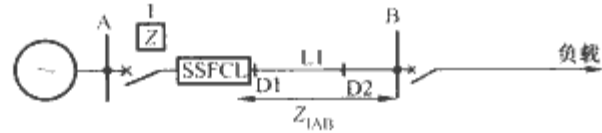


图 11.5-36 阻抗继电器位于限流器上游

线路阻抗,即固态限流器对距离保护的正确测距和动作不造成影响;同理,位于固态限流器下游的其他距离保护也能正确动作。

如果距离保护 1 的测量元件安装于固态限流器的上游,即入口端,如图 11.5-36 所示,则当线路 L1 上发生短路故障时,由于固态限流器的串入改变了线路的固有阻抗特性,破坏了距离保护测量元件所测到的阻抗与线路长度成正比的关系,因此其阻抗继电器的测量阻抗将受到影响,图 11.5-37 给出的阻抗继电器阻抗特性圆及其测量阻抗向量关系也说明了这一点。图中参数满足下列假设:①系统正常运行时额定电流有效值为 I_N ,负荷等效阻抗为 Z_{load} ,线路 L1 基波阻抗为 Z_{IAB} ;②线路 L1 末端发生金属性短路且没有安装固态限流器时的短路电流为正常运行电流的 10 倍以上;③安装固态限流器后,要求短路电流被控制在正常运行电流的 5 倍以内,即要求 $Z_{FCL} \geq 2Z_{IAB}$ 。

图 11.5-37 中 D1 对应固态限流器出口端短路点, D2 对应线路 L1 的距离 I 段保护末端短路点; Z_{zd1} 为没有安装固态限流器情况下线路 L1 的距离保护 I 段整定值,一般 $Z_{zd1} = K_{rel} (Z_{IAB})$ (Z_{IAB} 为线路 L1 段基波阻抗; K_{rel} 为可靠性系数,取 0.8~0.85); Z_{AD1} 为距离保护安装点到 D1 间的测量阻抗且 $Z_{AD1} = Z_{FCL}$,显然 $|Z_{AD1}| > |Z_{zd1}|$; Z_{AD2} 为距离保护安装点到 D2 间的测量阻抗且 $Z_{AD2} = Z_{zd1} +$

Z_{FCL} 。因此,如果不对距离保护 I 段的阻抗继电器动作特性圆重新整定,则即使在线路 L1 靠近固态限流器出口处发生短路故障,它也可能不会正确动作。换句话说,当在线路中安装固态限流器且该限流器位于距离保护测量点下游时,必须对线路距离保护阻抗动作圆特性进行重新整定,否则线路上任何一点发生短路故障,其距离保护均可能失效。

研究人员提出了一种阻抗圆特性偏移组合法,即在原阻抗圆特性基础上叠加一个具有偏移特性的阻抗圆,如图 11.5-38 所示。具有偏移特性的阻抗圆动作特性类似于抛球特性的阻抗继电器动作特性,其整定分两步:

第 1 步,以线路始端出口为原点(图 11.5-38 中的 A 点)整定考虑限流器等效阻抗后的距离保护动作阻抗圆,即 $Z_{zd1}^1 = K_{rel} (Z_{IAB} + Z_{FCL})$ 。

第 2 步,按没有安装固态限流器整定距离保护动作阻抗圆,即 $Z_{zd1}^2 = K_{rel} (Z_{IAB})$,但其原点沿 $+jX$ 轴方向向上偏移 $|Z_{FCL}|$ (如图 11.5-38 中的 D1 点)。

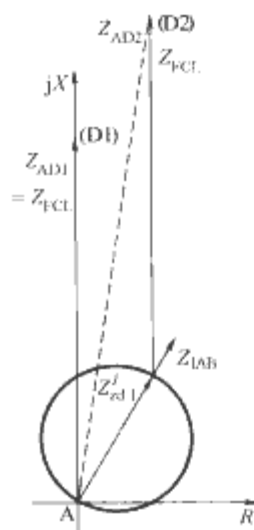


图 11.5-37 阻抗继电器
阻抗圆特性

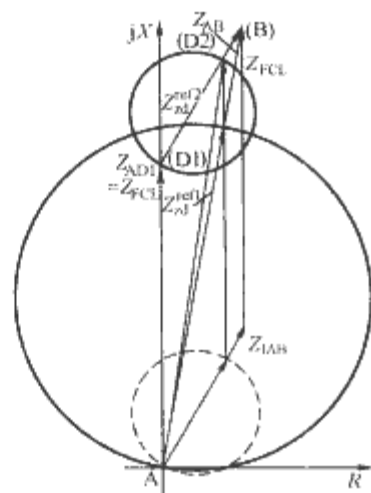


图 11.5-38 阻抗圆偏移
组合动作特性

由图 11.5-38 可见,由 Z_{zd1}^1 、 Z_{zd1}^2 共同构成的距离保护阻抗动作特性,当线路 L1 上从 D1 到 D2 点之间的任何一点发生短路故障时,测量阻抗均在具有偏移特性的阻抗继电器动作特性区域范围内,即经改进的距离保护能够有效消除固态限流器对距离保护的影响,正确动作;当限流器内部或限流器与断路器之间发生故障时,测量阻抗仍落在组合阻抗特性区内,距离保护也能正确动作,即不存在死区。因此,采用阻抗圆特性偏移组合法整定距离保护动作圆特性,可以有效消除装设固态限流器对距离保护的影响。

4.2.4 固态限流器对断路器开断特性的影响

高压断路器是电力系统中的关键设备,断路器开断电路时,只要开断电流达到几百毫安、开断电压达到几十伏,就会在其触头间产生电弧。而电弧是导体,只有将电弧熄灭才能实现电路的最终开断。研究表明,在开断短路故障电流过程中,暂态恢复电压 (Transient Recovery Voltage, TRV) 及其上升率 (Rate of Rise of the Recovery Voltage, RRRV) 对断路器断口间的电弧具有决定性的作用,因此研究限流器对断路器开断性能的影响时,主要研究限流器对断路器开断短路电流过程中,其断口间 TRV 及 RRRV 的影响。

研究表明,断路器开断短路电流过程中的暂态恢复电压与工频恢复电压、电路参数、负荷特性及断路器的电弧特性有关。下面用简单电路模型(其单相等效电路见图 11.5-39)

研究在断路器出口处安装固态限流器后，当传输线路（限流器出口下游）发生三相对称短路时，固态限流器对断路器开断性能的影响。图 11.5-39 中，断路器采用 Mayr 模型；等效电源电压 $u=100\text{kV}/\sqrt{3}$ 、频率 50Hz ，每相等效电感 L 、电容 C 分别为 6.69mH 、 750nF （假定在无限流器、断路器出口 0km 处发生短路故障时，断路器能够开断 28kA 的稳态短路电流，且其初始 $\text{RRRV}=1.0\text{kV}/\mu\text{s}$ ）；传输线单位长度的电感、电容、电阻分别为 0.8mH 、 15nF 、 0.2Ω ；固态限流器模型用解耦后的三个单相固态限流器（包括旁路限流电感）等效。

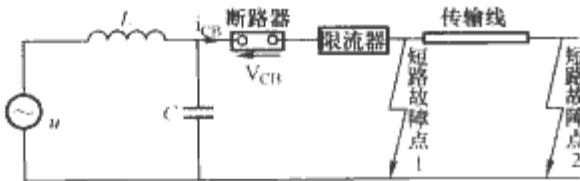


图 11.5-39 简单电路模型的单相等效电路

图 11.5-40~图 11.5-42 给出了图 11.5-39 所示电路在没有安装限流器和安装不同等值阻抗固态限流器情况下，线路不同地点发生短路故障时的断路器开断过程仿真和计算结果。

图 11.5-40 为近区 0km （断路器出口）处故障时断路器的 TRV 曲线，可以看出无限流器时 TRV 峰值最大；有限流器情况下，限流器等效阻抗为 2Ω 时的 RRRV 最大，这是因为与 5Ω 和 9Ω 相比，前者可等效看作电气上的近区故障。可见，限流器对改善断路器的开断特性与线路参数有关，近区故障时更明显，且限流器的等效阻抗越大， RRRV 值减小越多，断路器分断能力受近区故障的影响越小。

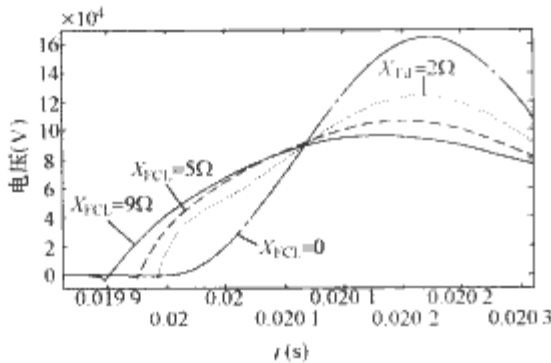


图 11.5-40 近区 0km 处短路时断路器 TRV 波形

图 11.5-41 为发生 1km 近区故障时的暂态恢复电压波形仿真结果，其中限流器等效阻抗值分别为 2 、 5 、 9Ω ，对应的限流电感值分别为 6.369 、 15.924 、 28.662mH 。为了进行比较，没有安装限流器时的仿真结果也在同一张图形中标示出来。 TRV 开始出现到上升的第一个峰值之间为初始暂态恢复电压部分（Initial Transient Recovery Voltage, ITRV ）如图 11.5-42 所示， RRRV 即为 ITRV 的斜率，由

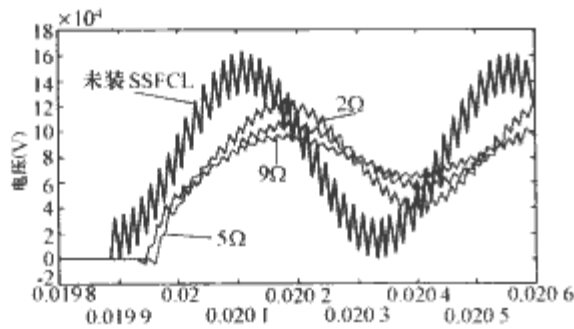


图 11.5-41 近区 1km 处短路时断路器 TRV 波形

图中可以清楚地看出，没有安装限流器时断路器的 ITRV 峰值和 RRRV 最大，随着限流器的串入及其等效阻抗值的增大， ITRV 峰值和 RRRV 逐渐减小，可见安装限流器能够改善断路器的开断条件。从图中还可以看出，各种情况下，由于串入的限流器等效阻抗不同，改变了线路阻抗特性，所以线路电流过零点有所不同，断路器熄弧时刻也不一样。

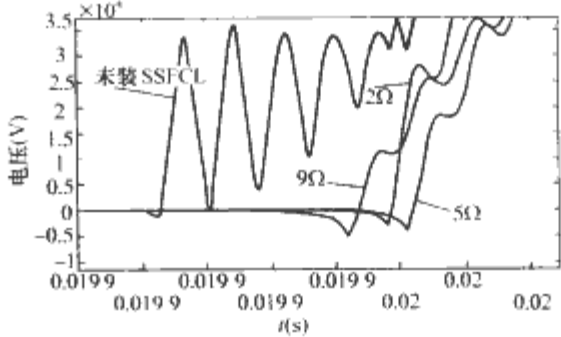


图 11.5-42 近区 1km 处短路时断路器 ITRV 波形

图 11.5-43 和表 11.5-1 给出了在不同故障距离（ 0 、 1 、 4 、 8km 处）发生短路，未安装限流器和安装限流器且限流器等效阻抗分别取 2 、 5 、 9Ω 时，断路器在开断短路电流过程中的 TRV 和 RRRV 的仿真计算结果。可以看出，线路装有限流器后，随着限流阻抗的增大，断路器的 RRRV 值逐渐减小，但是随着故障点距离的增大， RRRV 逐渐趋于一个稳定值，亦即限流器对断路器开断性能的影响逐渐减弱；线路中未安装限流器时，近区故障效应非常明显，在 1km 处故障时，暂态恢复电压上升率 RRRV 值最大，达到 $7.1\text{kV}/\mu\text{s}$ ，安装限流器后明显改善了这种效应；在限流器出口处（线路距离 0km ）短路时， RRRV 值均大于没有安装限流器时的 RRRV 值 $1\text{kV}/\mu\text{s}$ ，这是由于在限流器出口处发生故障等效于线路中无限流器时近区故障，所以 RRRV 值反而大了。

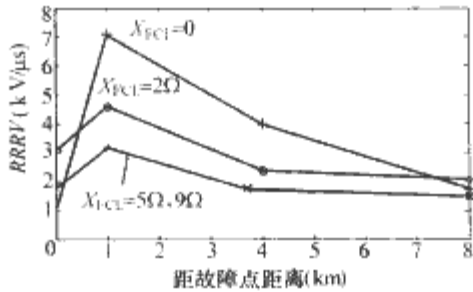


图 11.5-43 RRRV 与故障距离的关系

表 11.5-1 不同限流阻抗、故障地点时的 RRRV

距故障点距离 (km)	FCL 阻抗 (Ω)			
	0	1	4	8
0	1.0	7.1	4.0	1.8
2	3.1	4.6	2.4	2.1
5	1.8	3.2	1.6	1.4
9	1.2	2.3	1	0.8

第 6 章 分布式发电与可再生能源

1 分布式发电与可再生能源利用

为了有效应对现代社会能源短缺、环境恶化带来的挑战,人们开始重视对可再生能源和绿色能源的开发和利用。可再生能源主要包括风能、太阳能、生物质能、地热能、海洋能等的利用。绿色能源即环境友好能源,是指能源生产及其消费过程中,选用对生态环境低污染甚至零污染的能源及相关节能减排的技术措施,主要包括:燃料电池、小水电、煤层气、微涡轮机等。绿色能源发电是可持续性发展的发电形式。可再生能源一般具有绿色能源的特点。如太阳能、风能是可再生的、洁净的绿色能源,它们不但对环境没有破坏,而且几乎是取之不尽,用之不竭的。值得提出的是,大型的水力发电,虽然其资源可再生,但它对环境所造成的影响(如生态、人文)较大,许多国家不把大型水力发电视为环境友好的能源。至于核能,虽然其温室效应气体排放量很低,但资源有限,且对环境存在潜在威胁,许多国家和组织也不视其为绿色能源。

现在电力系统主要采用集中式发电,即大型发电机通过高压远距离输电和集中配电来为用户提供电能。能源问题及大电网互连的电力系统存在控制灵活性弱、不能快速跟踪负荷变化等缺点,使得这种集中式的电力系统面临极大的挑战。

1.1 分布式发电的特点

分布式发电(Distributed Generation, DG)技术是指电能是在靠近能源资源所在地和用户的地方生产并直接为用户供电的方式。实际上,分布式发电与电力发展初期的小规模发电相比已有不同意义。如今,分布式发电技术在电网难以覆盖的边远地区,或作为独立供电或备用电源,在军工、医院、宾馆、工厂等用户也有较为广泛的应用。但现代分布式发电技术有更多的内涵和优点,例如:

(1) DG 系统容量一般较小,在几十千瓦到几十兆瓦范围内,灵活机动。

(2) 空间位置上分散,可以在用户附近就近供电,可减少高压输电网络投资,建设周期较短,可延缓大电网系统扩容建设需求。

(3) 具有良好的可控性,能够为用户提供高品质、高稳定和高可靠的电能。

(4) DG 系统可以利用诸多可再生能源,包括风能、太阳能、生物质能、燃料电池、微涡轮机等。

(5) 部分 DG 系统,如微涡轮机,还可以实现冷、热、电联供,进一步提高能源利用效率。

总之, DG 系统能够经济、高效、可靠地发电,被公认是降低能耗、提高电力系统稳定性和灵活性、节省投资的有效途径,是 21 世纪电力工业的发展重要方向之一。今后电力系统中,分布式发电所占比例会越来越高。一个含有各式小型的分布式发电的未来电力系统如图 11.6-1 所示。

电力电子技术是分布式发电的核心技术基础之一。这是因为:

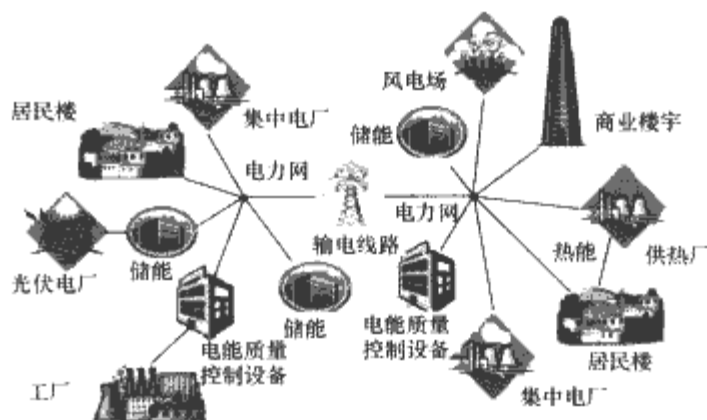


图 11.6-1 含有分布式发电系统的未来电力系统示意图

(1) 部分 DG 原能源,如风能和小型水利等受自然因素影响较大,具有一定的不可控性,其输出电压和频率受自然因素影响不断变化。而大规模 DG 发电要求所发出的电并网使用,即要求恒压、恒频。

(2) 有些发电设备输出电力是直流,如燃料电池和光伏电池。大多数用电设备和交流电网则是交流形式的。

(3) DG 发电系统存在最佳工作点的问题,发电侧和电网侧之间需用中间连接环节进行调节控制,即用电力电子变流器实现每一个绿色能源发电机最佳控制,使能量输出最大。

(4) 独立使用的 DG 系统往往需要储能装置,其间也需要电力电子变流器实现功率变换与控制。

(5) 从并网系统角度来看,除电力系统需要的电压和频率支持外,大型系统还要求 DG 能对整个发电系统进行有功和无功的调度。

(6) 此外,高性能系统还需要对发电和并网的电能质量,如谐波畸变、系统平衡、短路潮流等方面进行快速有效控制。就目前技术而言,电力电子技术是最佳选择。

电力电子在一般并网型分布式发电系统中的作用如图 11.6-2 所示。

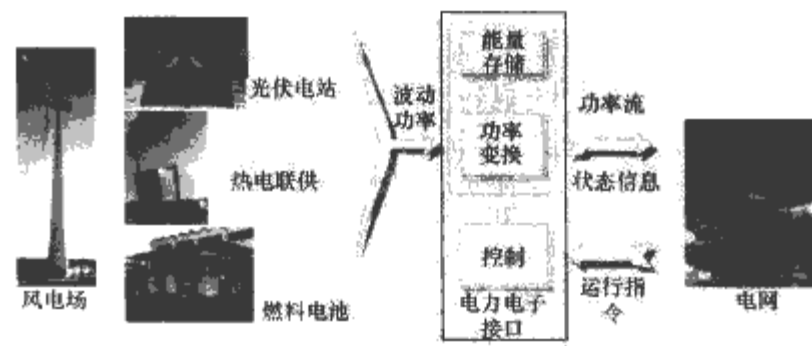


图 11.6-2 典型分布式发电系统中电力电子技术的重要作用

常用于 DG 系统的电力变换结构有直流—交流变换(即逆变)和交流—直流—交流变换两种形式,如图 11.6-3 所示。前者可用于燃料电池与光伏电池等直流源系统,后者则用于风力发电和燃气轮机发电等交流系统。

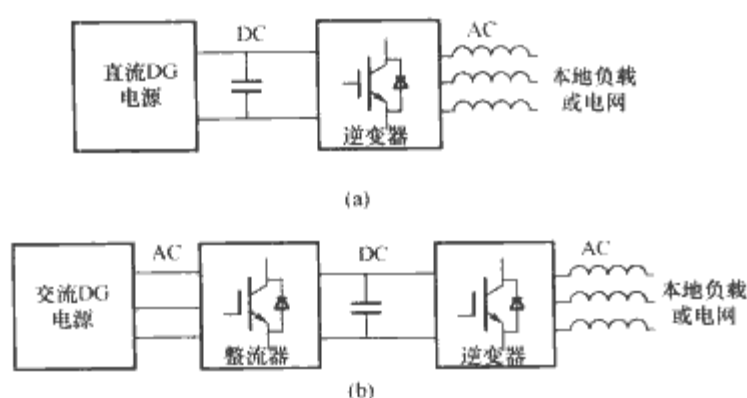


图 11.6-3 常用的电力电子变流器结构

- (a) 直流-交流逆变型变流器；
(b) 交流-直流-交流型变流器

1.2 分布式发电系统的类型

分布式发电系统一般可分为独立型、混合型和并网型三种基本类型。

(1) 独立型。独立型 DG 一般将其所发出的电能用于储能（充电），或直接给本地负载。用电形式可以是直流或交流。系统容量一般较小、结构简单、供电品质要求较低，一次能源利用率较低，系统成本较小，如边远地区太阳能照明或抽水灌溉装置。电力电子主要用于其间的功率变换或最大功率点跟踪。特别简单的系统可能不用电力电子部件。

(2) 混合型（或称互补型）。混合型 DG 系统一般含有两个或数个不同的 DG 源，可以为负载提供较为稳定的电力供应。如风-光-柴油互补系统，可以在风力或太阳照度不足以维持负荷用电需求时，利用柴油发电机来作为补充。

不同 DG 源之间可以通过直流 DC 或交流 AC 母线实现互联。根据各能源是否能同时给负载供电或功率变换装置处理负荷供电的形式，可分为串联混合型、开关切换型和并联混合型。

混合型 DG 可以含有储能装置，以进一步提高能源的利用效率。一般需要电力电子装置来实现功率变换、最大功率点跟踪和各能源点之间的协调控制。

混合型 DG 系统虽然具备了一定规模和复杂性，也需要各 DG 源、负荷之间的协调控制，甚至具备自身的交流组网供电的特征，但多数混合 DG 系统仍然算不上并网型。

(3) 并网型。DG 和可再生能源发电较大规模的应用需要实现并网运行。在与大电力系统并网的条件下，可以实现：

1) 成为公共电网的一部分，为更广泛的用户供电。特别在 DG 源与用电极大不平衡的条件下，如海上风场具有较大的风能资源，其强劲的电能量主要通过并入公用电力网供给广大的岸上用户。

2) 当 DG 发电超过本地负荷需求时，可以向电网注入多余的电能，提高系统发电利用效率。

3) 当 DG 发电不能满足本地负荷需求时，可以由电网来提供差额部分，以保证良好的供电品质。

4) 可以不需要储能设备，节省系统投资。

并网型 DG 系统的几个重要技术内容是：①与电网的兼容性问题，实现与电网电压、频率的同步；②需要保证并网发电的品质，如功率因数、谐波畸变、直流偏置、响应速度等；③需要具备可靠的保护功能，保证正常条件下的并网运行和非正常条件下与电网隔离运行、避免孤岛；④DG 系统的起动、无冲击投切、对短路电流的贡献等。所有这些都依赖于电力电子变换装置来实现。

根据 DG 组成个数，一般并网型 DG 又可以分为单个并网、多个并网和微网并网型。其中，微网（微电网 Micro Grid, MG）具有较高的系统协调性，是目前分布式发电和可再生能源发电的研究和应用热点。微网（MG）由一组 DG 原能机、储能装置、负载（包括关键负载）组成。它能够响应中央控制单元信号，对大电网呈现一个独立用电或发电单元；或能独立运行，就近根据原能机特点对负载提供电能和热能，维持 MG 电能的高可靠和高品质。

正常运行时，MG 通过静态投切开关（STS）在公共连接点（PCC）处与大电网相连，DG 被控制成提供 MG 功率、并提供关键负载的电压支持。当网侧故障发生，STS 将 MG 从主网隔离开来，这时 MG 网内 DG 独立维持功率、电压、频率的稳定、提供不间断供电，并根据预定策略分配功率的产生和消耗。一旦故障消除，MG 与主网再同步后重新无冲击并网运行。

MG 能提供高可靠、高品质、高效的电能，能整合一次能源、降低 DG 发电成本。其核心技术是通过专门的电力电子装置实现分布式发电本身和整个系统在各种运行工况下的优化运行和控制。

2 可再生能源发电

2.1 风力发电

近年来，由于能源和环境问题的日益突出，国际范围内风力发电持续高速发展，已成为最成熟、最具规模开发条件和商业化前景的可再生能源发电方式。我国陆上风能储量约为 2.5 亿 kW，海上风能储量至少 7.5 亿 kW，每年可供电量约 2000 亿 kWh，主要分布在沿海、西北、东北和内蒙等地区。经过连续两年的 100% 增长，截至 2007 年底，我国安装机组 6458 台，总装机容量达约 6 GW（在建约 4GW），总容量名列世界第 5，提前 3 年超额 20% 完成 2010 年 5GW 目标。预计 2010 年有望达到 20GW，中国很快将成为世界最大的风力发电国家。

风能发电主要技术要素包括：

(1) 用于捕获风能的大尺寸、低成本、高强度的叶片制造和控制技术。

(2) 大功率高效可变风速的风力发电机设计和制造技术。

(3) 实现恒定或可变速度风力发电与并网的电力电子变流与控制技术。

(4) 高效和大型风力发电厂（风电场）运行技术（包括并网、保护、起动等）及其规模经济效益。

(5) 机械传动部件制造、塔基建造等技术。

通过风轮所能获取的最大能量可用下面式（11.6-1）表示，即

$$P = \frac{1}{2} C_p A \rho v^3 \quad (11.6-1)$$

式中： ρ 为空气密度， kg/m^3 ； v 为风速， m/s ； A 为风力机的扫掠面积， m^2 ； C_p 为风能利用系数，是一个与桨距角、风速、叶轮转速和直径等有关的量，可用叶片端速比（Tip Speed Ratio, TSR）表示，如图 11.6-4 所示。

风力机的输出功率系数，即风轮机产生的机械功率与单位时间内通过扫风面的全部风能之比，由于风机后的风速不可能为零，一般 $C_p = 1/3 \sim 2/5$ ，最大可达贝兹极限 $16/27 \approx 0.59$ 。

风力机的输入功率调节有定桨距失速、变桨距调节和主

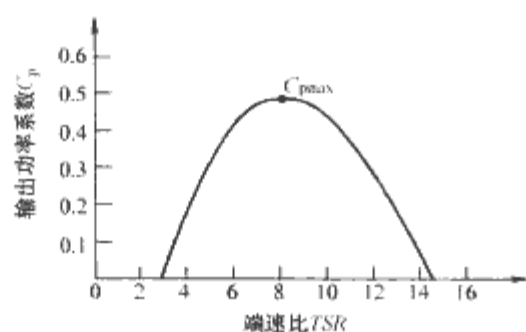


图 11.6-4 典型风力机风能利用系数 C_p 与端速比 TSR 特性曲线（一定桨距角）

动失速等三种常见方式。风力发电机输出电能控制的控制方式主要包括恒速恒频和变速恒频两大类。综合起来，风力发电机组经历了定桨距、变桨距和变速恒频三个阶段。主要特征是利用先进的电力电子和控制技术，风能利用范围越来越宽，从而降低了单位发电量的设备投资成本。其主要阶段和有效风速关系如图 6.11-5 所示。

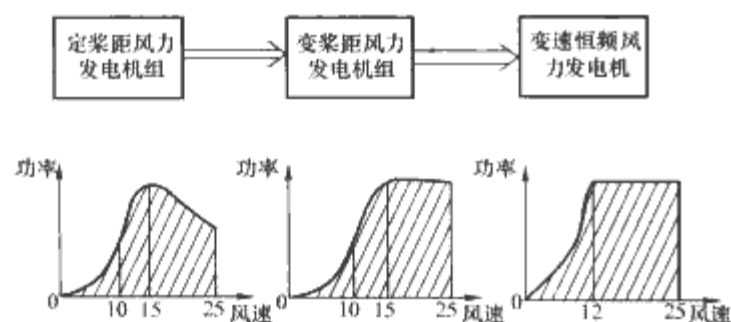


图 11.6-5 风力发电技术发展阶段和风能的利用范围

其中，定桨距失速控制是桨叶的迎风角度固定不变，利用桨叶翼型本身的失速特性，在高于额定风速下，降低效率达到限制功率的目的。它控制简单，但叶片结构复杂、笨重、整体效率较低。变距调节方式是在恒速恒频风力发电系统中，在一定风速范围内，可通过桨距（气流对叶片攻角）控制而维持风机转速的稳定，而在风速过大时，输出功率继续增大可能导致电气系统和机械系统不能承受，因此需要限制输出功率并保持输出功率恒定。主动失速调节是桨叶设计采用失速特性，调节系统采用变桨距调节，从而进一步拓展了风速利用范围、优化了机组功率的输出。

所谓恒速恒频方式，是保持发电机的转速不变，从而得到恒频的电能。由于风速经常变化，显然，根据图 11.6-4，风能利用系数 C_p 不可能保持在最佳值，不能最大限度地捕获风能，效率低。而变速恒频方式中发电机的转速随风速变化，能通过适当的控制得到恒频电能。其调节方法是：启动时通过调节桨距控制发电机转速；并网后在额定风速以下，调节发电机的转矩使转速跟随风速变化，保持最佳叶端速比 TSR 以获得最大风能；在额定风速以上，采用失速与桨距双重调节，减少桨距调节的频繁动作，限制风力机获取的能量。变速恒频方式目前被公认为是最优化的调节方式，其主要优点是可大范围调节转速，使风能利用系数保持在最佳值；能吸收和存储阵风能量，减少阵风冲击对风力发电机产生的疲劳损坏、机械应力和转矩脉动，延长机组寿命，减小噪声；还可控制有功功率和无功功率，改善电能质量。

风力发电的主要技术方向是：

(1) 并网运行且单机容量不断上升。目前我国已能批量制造 750kW 机组，正在实验兆瓦级（1~2MW）的风力机组，并寻求系统集成创新。国外已制造出 7MW 扫风直径 112m 以上的风力发电机组，并有由陆地向海上风场发展的

趋势。

(2) 变桨距功率调节和变速恒频方式应用比例逐步扩大，提高了风力机的运行效率。

(3) 新型变速恒频发电机类型不断出现。目前双馈异步发电系统和永磁低速直接驱动同步发电系统较为成熟。此外，还有无刷双馈机、低速直驱机、开关磁阻机、高电压和横向磁通风电机等。

(4) 大型风电机组功率变换、并网、励磁用高性能电力电子变流器技术的设计、制造。

在变速恒频风力机组中，电力电子技术的重要作用越来越显现。

2.1.1 双馈异步风力发电系统

2.1.1.1 系统结构与运行原理

双馈发电机（Doubly-Fed Induction Generator, DFIG）的结构是在绕线转子异步发电机的转子回路中接入一个变频器实现交流励磁，其并网结构如图 11.6-6 所示。

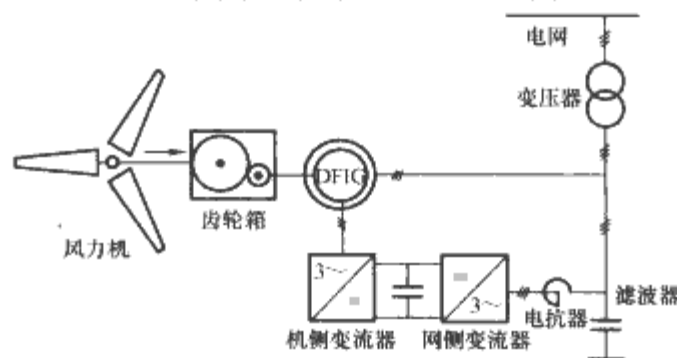


图 11.6-6 采用双馈型（DFIG）变速恒频风力发电系统并网结构

采用双馈型感应发电机时，发电机定子绕组直接接到电网上，转子上的双向功率流交流励磁变流器的另一端也接入电网。存在关系式

$$f_1 = pf_r \pm f_2 = p \frac{n}{60} \pm f_2 \quad (11.6-2)$$

式中： f_1 为定子电流频率； p 为极对数； f_r 为转子机械频率； f_2 为转子电流频率； n 为转子转速。

其中，“+”用于亚同步运行，“-”用于超同步运行，后者要求转子绕组相序与定子相反。即当转子转速 n 变化时，可调节转子的供电频率 f_2 ，保持 f_1 不变，即保证定子馈电频率不变，与电网一致。采用 DFIG 风电机组有如下优点：

(1) 允许原动机在一定范围内变速运行，简化了调整装置，减少了调速时的机械应力。同时使机组控制更加灵活、方便，提高了机组运行效率。

(2) 调节励磁电流幅值和相位，可分别调节发出的无功功率和有功功率。应用矢量控制可实现有功、无功功率的独立调节。

(3) 需要变频控制的功率仅是电机额定容量的转差功率部分（典型容量 30%），使变频装置体积减小，成本降低，投资减少。

2.1.1.2 并网变流器

对用于 DFIG 的变流器的主要要求是：

(1) 为了追踪最大风能利用率和减少量，发电机要在同步速左右（超同步和亚同步）运行，要求变流器具有能量双向流动的能力。

(2) 转子与定子之间存在电磁耦合，转子侧的谐波电流会在定子侧得到感应甚至放大。为确保并网电能质量，要求励磁变流器具有优良的输出特性。

(3) 大容量系统变流器容量也较大, 为了防止变流器作为电网的非线性负载对电网产生谐波污染和引起无功问题, 要求变频器的输入特性好, 即输入电流的谐波少。

(4) 某些条件下, 变流器还要具备产生无功功率的能力, 为系统提供无功支持。

(5) 广泛应用的风电系统还要求交流励磁变流器具有一定的对电网故障的适应能力, 且尽可能具有对 DFIG 的有效控制能力。

用于 DFIG 交流励磁要求的变流器主要有交—直—交电压型变流器, 如图 11.6-7 (a) 所示两电平电压型双 PWM 变流器; 交—交直接变流器, 如图 11.6-7 (b) 所示晶闸管相控变流器和图 11.6-7 (c) 所示矩阵变流器。

两电平电压型双 PWM 变流器的控制最简单、可靠, 技术上最成熟。这也是 DFIG 应用较多的类型。交—直—交电压源动态响应较好, 由于具有中间直流储能环节, 对电网扰动有一定的适应能力。如果采用电网电压定向矢量控制, 电网频率的波动不会影响其性能; 机网两侧电压幅值的波动可得到较好的抑制, 从而对另一侧变流器的影响较小。

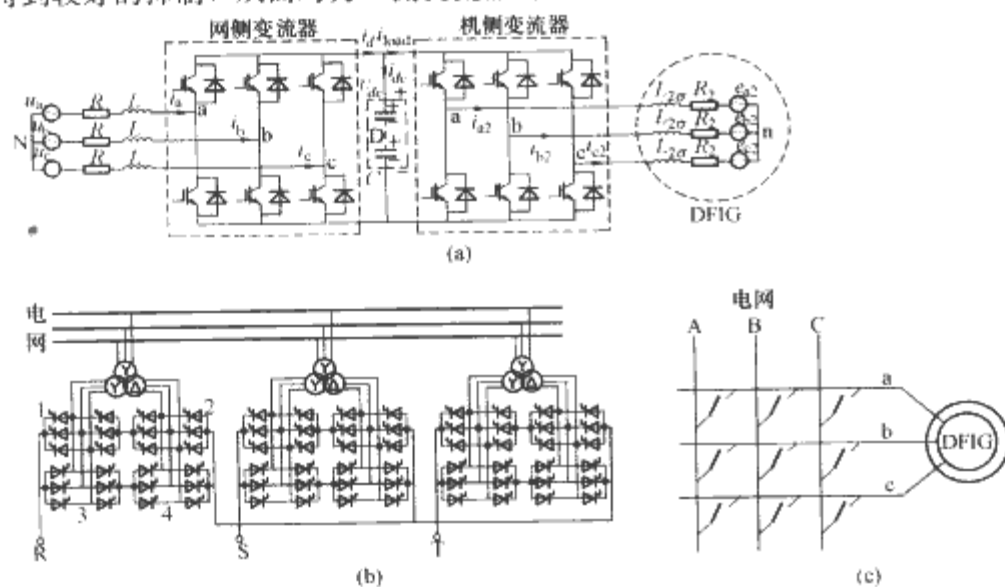


图 11.6-7 DFIG 风力发电并网变流器常用主电路拓扑

(a) 交—直—交双 PWM 变流器; (b) 晶闸管相控交—交直接变流器拓扑; (c) 矩阵式交—交直接变流器

交—交直接变流器和矩阵式变流器不需要直流储能元件, 机网两侧直接耦合, 动态响应较快, 但它们所需的功率开关器件数较多。其中, 晶闸管相控交—交直接输入功率因数及输入输出谐波畸变问题较为严重, 实际上不适合风力发电系统。矩阵式变流器在主电路的主要问题是目前没有集成的双向开关器件。

此外, 还可以采用诸如多电平技术的变流技术, 如图 11.6-8 所示。

多电平变流器虽然电路结构较为复杂, 但它是高压中、大容量应用的主要选择, 同时具有最优的输入、输出谐波特性。目前, 在均压、主电路简化和调制方法等方面有许多新技术出现。

为了提高控制性能, 许多变流器拓扑可以采用电压空间矢量调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 以提高直流电压利用率、改善效率和输入输出性能。提高直流电压利用率对 DFIG 系统扩大有效发电风速范围和电网故障时不间断运行有重要意义。

中小功率风力发电变流器中的功率器件一般采用 IGBT。由于晶闸管器件容量大、损耗小和价格低, 中大功率系统中则选用晶闸管较优。此外, 近年来集成门极换流晶闸管 IGCT 具有晶闸管和 IGBT 的综合优点, 潜力较大。选择

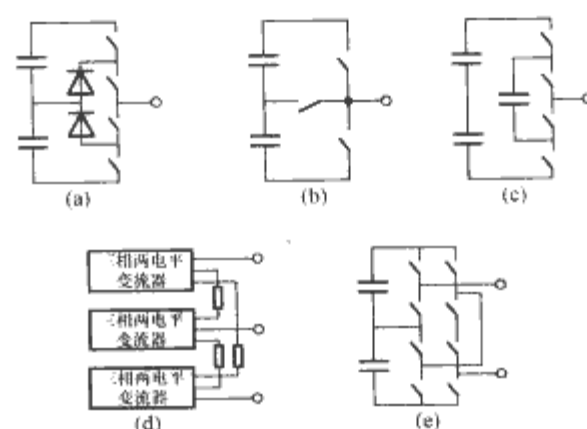


图 11.6-8 多电平变流器一个桥臂拓扑示意图

(a) 二极管钳位型; (b) 双向开关互连型;

(c) 飞跨电容型; (d) 组合型; (e) H 桥级联型

功率模块时应从其静态、动态、过载 (如短路) 等多种运行情况来考虑。主要参数有器件的耐压、额定电流、耗散功率与温升、安全工作 (SOA) 等, 并应留有一定的裕量。

2.1.1.3 双馈风力发电控制

DFIG 系统的控制主要是通过对变流器的控制完成的, 这也是变速恒频风力发电系统对电力电子技术有较大依存的原因所在。DFIG 系统级控制包括功率和 MPPT 控制, 并网电能质量控制等目标; 还包括变流器物理线路级的控制, 如 PWM 脉冲调制、驱动和保护等; 此外, 还包括介于线路和系统之间的装置级的控制策略等, 如电压、电流闭环等。所有这些功能、策略和控制方法都归结到 DFIG 系统的转子侧和网侧变流器的控制上来。

(1) 转子侧变流器控制。双馈发电机的控制经历了标量控制、矢量控制、直接转矩控制及智能控制等阶段。转子侧变流器的控制对象是双馈感应发电机 DFIG 的有功、无功和电磁转矩等控制。定子电压即电网电压一般不变, 可控量是转子电压, 直接用作控制变量的是转子电流。

矢量控制中可选取的定向矢量很多, 如定子电压矢量、定子磁链矢量、气隙磁链矢量及电网虚拟磁链矢量等, 最常用的是定子电压定向矢量和定子磁链定向矢量控制。

当同步旋转坐标系的 d 轴定向于定子磁链矢量 ψ_s 时, 即为定子磁链定向矢量控制, 此时有

$$\left. \begin{aligned} \psi_{sq} &= 0 \\ \psi_{sd} &= |\psi_s| = \Phi_s \end{aligned} \right\} \quad (11.6-3)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{msd} &= |i_{ms}| = I_{ms} = \frac{\Psi_s}{L_m} \\ i_{msq} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (11.6-4)$$

式中: Ψ_s 为定子磁链矢量的幅值; I_{ms} 为定子励磁电流矢量的幅值; L_m 为励磁电感。在电网电压恒定的情况下, Ψ_s 和 I_{ms} 可以看作常量。根据系统方程可得电磁转矩 T_s 、定子侧有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 分别为

$$\left. \begin{aligned} T_s &= -\frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s} \psi_s i_{rq} \\ P_s &= -\frac{3}{2} \omega_1 \frac{L_m}{L_s} \psi_s i_{rd} \\ Q_s &= -\frac{3}{2} \omega_1 \psi_s \frac{\psi_s - L_m i_{rd}}{L_s} \end{aligned} \right\} \quad (11.6-5)$$

其中, 定子磁链幅值 Ψ_s 及其角度 θ_1 可由定子电压、电流来观测, 即

$$\left. \begin{aligned} \psi_{sd} &= \int (u_{sd} - R_s i_{sd}) dt \\ \psi_{sq} &= \int (u_{sq} - R_s i_{sq}) dt \\ \psi_s &= \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \\ \theta_1 &= \arctan\left(\frac{\psi_{sq}}{\psi_{sd}}\right) \end{aligned} \right\} \quad (11.6-6)$$

实际中, 往往用低通滤波代替纯积分计算, 以免因初值等引起直流偏置。转子交流励磁方程为

$$\left. \begin{aligned} u_{rd} &= R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ u_{rq} &= R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_s + \sigma L_r i_{rd} \right) \end{aligned} \right\} \quad (11.6-7)$$

其中

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

式中: σ 为漏磁系数; ω_s 为转差频率。观察式 (11.6-7) 第三项可知, 只要转差不为零, 控制即具有耦合性, 采用前馈或反馈的方法可以实现解耦。

可见, 通过转子电流的控制, 完全可以达到控制 DFIG 有功、无功和电磁转矩的目的。根据式 (11.6-7), 可得图 11.6-9 所示的转子电流环控制的框图。

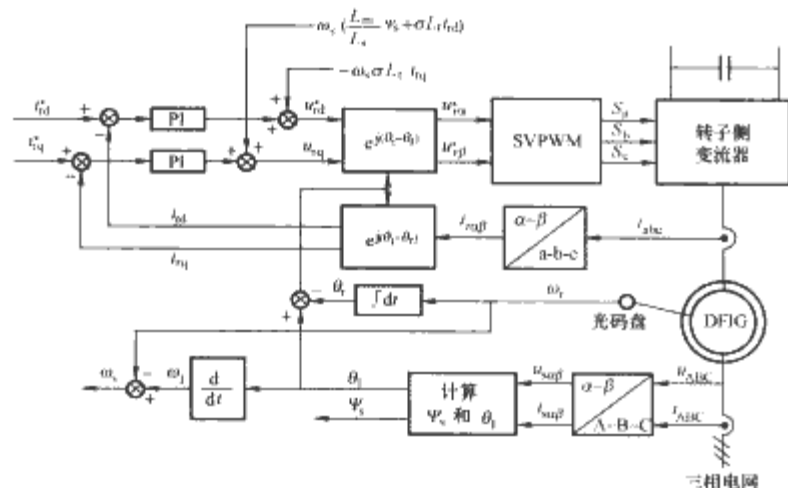


图 11.6-9 基于定子磁链定向的 DFIG 矢量控制转子电流闭环控制框图

在定子磁链定向的矢量控制系统中, 由于要观测定子磁链, 因而控制复杂。采用定子电压矢量定向的 DFIG 控制则可以使这一过程简化。这是因为, 在忽略定子电阻 R_s 的情况下, 定子电压矢量与定子磁链矢量之间存在近似关系

$$u_s = R_s i_s + j\omega_1 \psi_s \approx j\omega_1 \psi_s \quad (11.6-8)$$

其具体过程与磁场定向法基本一致。

(2) 网侧变流器控制。网侧 PWM 变流器的主要的功能是保持直流母线电压的稳定, 控制输入功率因数和输入电流正弦波的畸变程度。控制直流母线电压稳定, 实际上就控制了交流侧与直流侧的有功功率平衡。由于电网电压基本上恒定, 所以实际上是对被控量变流器输出交流电压进行控制。根据坐标变换的功率分析可知, 将交流侧电流的有功和无功分量作为直接控制量, 可分别达到控制有功功率和无功功率 (功率因数) 的目的。而输入电流波形畸变程度则是电能质量的问题, 与电路结构、调制方法、电路参数等有关。一般地, 网侧 PWM 变流器控制框图如图 11.6-10 所示。

它由两个环节组成, 一是直流电压外环控制, 另一个是电流内环。各种控制方式中, 电压外环控制器基本相同, 电流内环各有不同。

根据图 11.6-7 (a) 的网侧变流器结构, 在 dq 旋转坐标

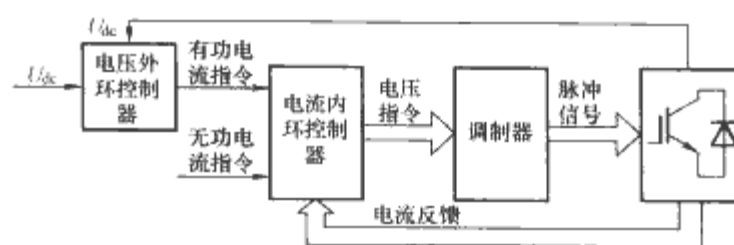


图 11.6-10 网侧 PWM 变流器控制框图

系下, 变流器交流侧电压方程为

$$\left. \begin{aligned} u_{dr} &= -(L \frac{di_d}{dt} + R i_d) + \omega_1 L i_q + u_d \\ u_{qr} &= -(L \frac{di_q}{dt} + R i_q) - \omega_1 L i_d + u_q \end{aligned} \right\} \quad (11.6-9)$$

由式 (11.6-9) 可以看出, dq 轴电流除受控制量 u_{dr} 、 u_{qr} 的影响外, 还受到交叉耦合项 (等号右侧第二项) 和电网电压的影响。同样, 可以采用反馈和前馈的方法进行解耦。一种基于定子电压矢量定向 ($u_d = u_s$, $u_q = 0$) 的网侧变流器解耦双回控制策略如图 11.6-11 所示。

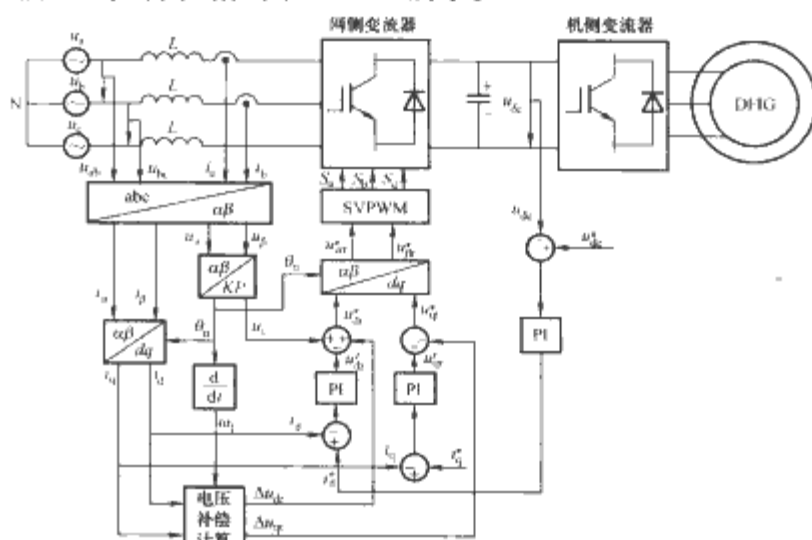


图 11.6-11 基于定子电压矢量定向的一种网侧变流器解耦双环控制策略

双闭环结构的外环为电压环、内环为电流环。直流环节给定电压 u_{dc}^* 和反馈电压 u_{dc} 的误差经 PI 调节器调节输出 i_d^* , 而 i_q^* 则由功率因数决定, 单位功率因数控制时, $i_q^* = 0$ 。它们分别与反馈值 i_d 、 i_q 的误差同样经过 PI 调节后输出 u_d' 、 u_q' , 再与各自的解耦补偿项 Δu_{dr} 、 Δu_{qr} 和电网电压扰动前馈补偿项 u_d 、 u_q (图中 $u_d = u_s$, $u_q = 0$) 相运算后得到变流器交流侧参考电压 u_{dr}^* 、 u_{qr}^* 。此后, u_{dr}^* 、 u_{qr}^* 经坐标变换后得到 $\alpha\beta$ 系分量 u_{α}^* 、 u_{β}^* , 再由 SVPWM 调制, 最后产生驱动信号实现对网侧变流器的控制。

DFIG 网侧变流器控制如图 11.6-12 所示, 通过电流反馈和电网电压前馈可以实现有功和无功电流的解耦。其中 $G_{pi}(s)$ 为 PI 环节的传递函数。

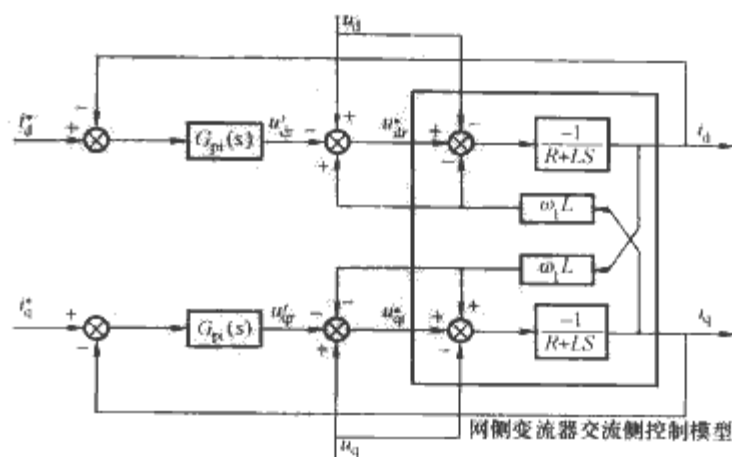


图 11.6-12 DFIG 网侧变流器有功与无功解耦控制框图

2.1.2 永磁同步低速直驱式风力发电系统

2.1.2.1 系统结构原理

永磁同步风力发电机 (Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG) 是一种由永磁材料励磁的同步电机, 可以采用多极结构。电机转速很低, 在无需齿轮增速机构的条件下便可与以风力涡轮机的速度配合运行, 此时称为低速直驱式 PMSG, 由此组成的一个并网系统结构如图 11.6-13 所示。

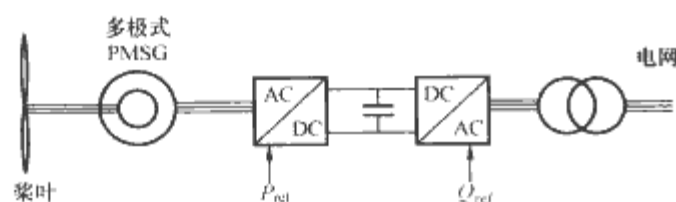


图 11.6-13 永磁同步低速直驱式风力发电并网系统结构图

结合全功率电力电子变流器, 这种风力发电技术是目前重要的变速恒频风力发电技术之一, 具有如下特点:

- (1) 属于变速恒频类型, 有效发电风速范围宽。
- (2) 永磁励磁, 无需励磁变流器, 电效率高。
- (3) 外转子结构, 无需集电环, 寿命长。
- (4) 全功率变换, 有功和无功完全控制。
- (5) 多极式低速直驱, 可减少齿轮箱环节, 能量传输效率高、维修量少。

当然, 低速 PMSG 电机大而重, 制造技术要求高, 运输难度也大, 目前我国尚不能制造大功率直驱 PMSG。此外, 低速 PMSG 系统还需要全功率变流器, 永磁材料也必不可少。

2.1.2.2 主电路拓扑

低速直驱 PMSG 中的变流器主要功能是在较宽风速范围内, 将风力机所发出的能量馈入电网, 实现最大功率点跟踪、机网两侧功率因数等电能质量控制。此外, 还要求变流器高效、可靠和长寿命。与 DFIG 中的变流器仅承担部分功率不同, PMSG 中的变流器是全功率变换, 功率大, 因此在大型系统中的技术瓶颈效应明显。

多数应用于低速直驱 PMSG 中的变流器是交—直—交结构, 其并网逆变部分大多数采用 PWM 逆变器方式。据此可分为不可控整流、不可控整流+BOOST 升压电路、可控整流和四象限双 PWM 交交变频器等, 分别如图 11.6-14 (a) ~ (d) 所示。

不控整流电路简单、成本低廉, 但当风速较低时, 直流母线电压也低, 能量不能顺利地馈入电网, 风速可利用范围小, 并且不能通过控制变流器来实现最大功率跟踪。在不控整流基础上加一个 Boost 升压电路也常常应用, 可使风速可利用范围明显扩大, 但大功率 Boost 电路设计有一定难度, 且两级变换效率低; 此外, 电机也同样不能直接控制。晶闸管相控整流可有效保护直流侧安全, 可向上扩展, 可利用风速范围宽, 但在低风速下, 有与不控整流同样的问题。以上三种变流器结构, 电机侧电流波形存在畸变、功率因数不高, 电机利用率低、发热较为严重。

图 11.6-14 (d) 是一种基于 IGBT 的双 PWM 交—直—交变流器, 具有如下特点:

- (1) 机侧和网侧都采用可控器件, 能量可以双向流动, 具备四象限运行能力。
- (2) 机侧变流器实现 PWM 整流, 电流为正弦波、功率因数可以接近于 1。
- (3) PWM 整流可同时实现升压、MPPT 功能, 电路结

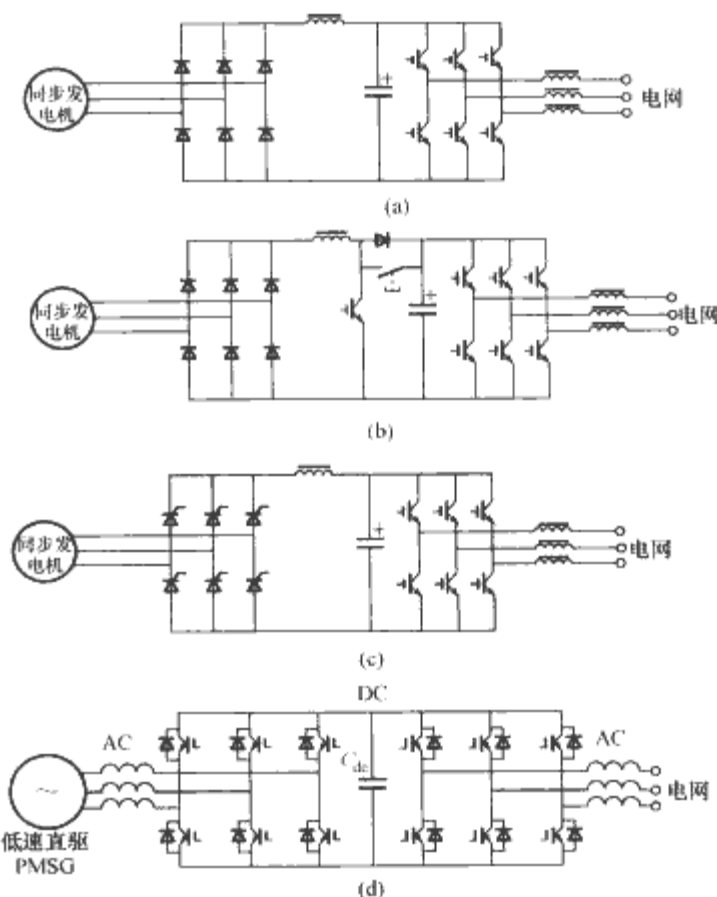


图 11.6-14 几种低速 PMSG 风力发电系统常用变流器结构

- (a) 不可控整流; (b) 不可控整流+BOOST 升压电路;
(c) 可控整流; (d) 四象限双 PWM 交交变频器

构简化、变换效率高。

(4) 发电机发出的功率, 不论风速或电压高低, 均能馈入电网。

(5) 发电机侧和电网侧可解耦控制。

(6) 在切入风速附近, 同步发电机可作电动机运行, 可以避免风机停止转动。

当然, 采用全控开关的双 PWM 变流器无疑成本较高。

多数风力发电并网变流器电压较低, 如 690V。这为越来越大的单机容量和大型风电场高效率变流器和电机设计带来困难。图 11.6-15 是适合于较高电压的四象限交—直—交低速 PMSG 并网变流器。

交—直—交高压并网变流器可以采用 IGBT、IGCT 或 GTO, 更大功率采用晶闸管 SCR 等开关器件, 图中所示为 IGCT, 适合于中大功率应用。其特点是: 采用三电平变换技术, 变流器输出电压高、波形品质好, 直流环节电容容量低, 系统效率较高。

2.1.2.3 四象限变流器的控制

以低速 PMSG 用双 PWM 变流器为例, 其控制包括机侧和网侧变流器的控制。机侧变流器是以电机作为控制对象, 主要完成发电机能量的输入变流和电磁转矩控制。

PMSG 旋转坐标系下的电压矢量方程和电磁转矩分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= -R_s i_{sd} - L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \omega L_s i_{sq} \\ u_{sq} &= -R_s i_{sq} - L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \omega L_s i_{sd} + \omega \psi \end{aligned} \right\} \quad (11.6-10)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi i_{sq} \quad (11.6-11)$$

式中: L_s 、 R_s 是发电机的感抗和阻抗; ω 是电机的转速; ψ 是磁链。可见, 变流器机侧交流电压和电机电磁转矩通过电流控制实现。式 (11.6-10) 和式 (11.6-11) 分别是机侧变流器矢量控制和转矩控制方程。图 11.6-16 所示为机侧变流器的控制框图。

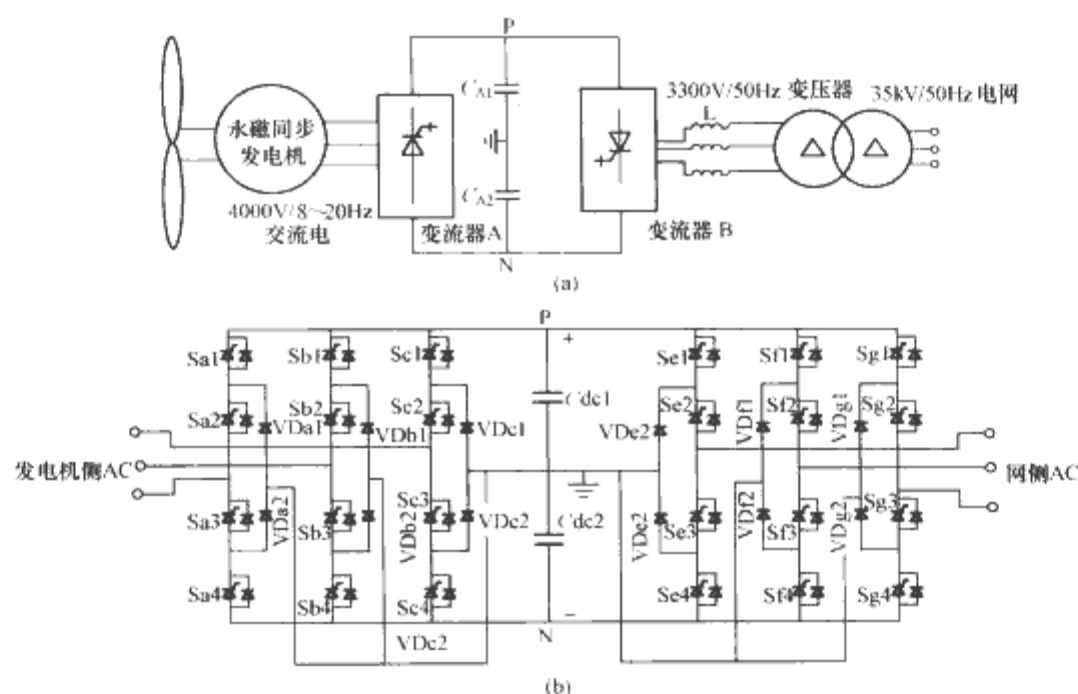


图 11.6-15 高压大功率风力发电并网变流器

(a) 四象限高压并网变流器系统接线图；(b) 二极管嵌位三电平“交一直一交”变流器主电路

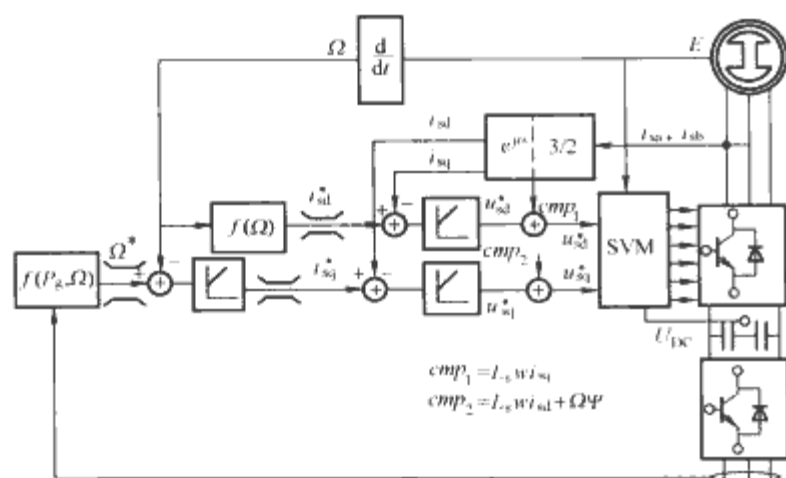


图 11.6-16 机侧变流器控制框图

除矢量控制外，也可以采用直接转矩控制，即通过转矩、磁链控制确定逆变器的开关状态。这种方法计算简单，对数字控制系统计算要求较低。类似地，直接功率控制也具有较好的控制性能。

类似地，网侧变流器矢量（电压定向 $u_d = u_s$, $u_q = 0$ ）和功率控制方程分别为

$$\left. \begin{aligned} u_d &= u_{d1} - R i_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q \\ u_q &= u_{q1} - R i_q - L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d \end{aligned} \right\} \quad (11.6-12)$$

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{3}{2} u_d i_d \\ Q &= \frac{3}{2} u_q i_q \\ S &= \sqrt{P^2 + Q^2} \end{aligned} \right\} \quad (11.6-13)$$

双 PWM 变流器中，直流环节电容电压 u_{dc} 是电机侧输入功率和网侧输出电网功率平衡的结果，可通过有功电流分量 i_d 控制。当发电机侧发出的电能增加时，直流环节电压升高，电压调节器输出指令 i_d^* 增大，网侧逆变器向电网馈入更多的电能；反之， i_d^* 减小和向电网馈能，甚至自网侧吸收一定能量，直流环节电压升高，使直流电压维持恒定。输入输出功率达到平衡时， i_d 趋于稳定。

控制 q 轴电流分量 i_q 可以控制网侧变流器吸收的无功功率，从而可以控制其交流侧的功率因数。因此，可以根据需要的功率因数确定 q 轴参考电流 i_q^* 。当进行单位功率因

数控制时，应该令 $i_q^* = 0$ 。网侧变流器控制如图 11.6-17 所示。

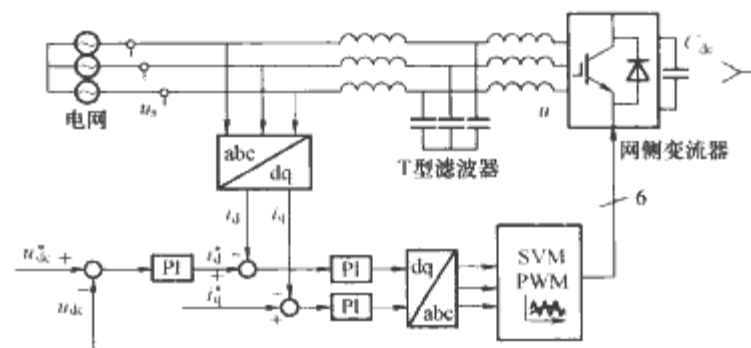


图 11.6-17 网侧变流器控制

网侧变流器控制系统为双闭环结构，外环为电压环，内环为电流环。直流环节给定电压 u_{dc}^* 和反馈电压 u_{dc} 相比较后的误差经 PI 调节器调节输出 i_d^* ，而 i_q^* 则由功率因数的性质决定。 i_d^* 、 i_q^* 分别与对应的反馈值 i_d 、 i_q 相比较后的误差经过 PI 调节器调节后输出 u_q^* 、 u_d^* ，参考信号经过坐标变换后，由此进行 SVM PWM 调制，产生驱动信号，从而实现对网侧变流器的控制。

2.1.3 风力发电系统的 MPPT 控制

根据图 11.6-4，风能发电利用系数是一个变化量。为了在任何风速条件下，风力机能最大可能地将自然风能转化为电能，需要进行最大功率点跟踪控制（Maximal Power Point Tracking, MPPT）。MPPT 算法有许多种，典型的有叶端速比法、功率反馈法和登山搜索法。

2.1.3.1 叶端速比（TSR）法

TSR 法是直接根据 C_p -TSR 曲线，控制风机运行在叶端速比使得 C_p 最大值点上，如图 11.6-18 所示，其中风速和风机参数是现场测量值， C_p -TSR 曲线则依靠计算或实验获得。

TSR 控制比较简单、直观，但是需要测量风轮上的精确风速，难于实现。此外，最优 C_p 值与风机及发电机的特



图 11.6-18 叶端速比（TSR）控制 MPPT 算法

性相关,在不同系统中也不相同。

2.1.3.2 功率反馈法

图 11.6-19 (a) 给出了不同风速下的一组风机转速输出功率曲线,虚线所示为最大功率曲线。假设 P_0 是当前风速下输出的最大功率,可是风机却运行于 ω_1 转速。功率反馈控制可在最大功率曲线上选取 P_1 作为系统的输出功率。由于 P_1 小于风机当前风速下的机械功率 P'_1 ,风机将从 ω_1 加速到达 ω_0 , ω_0 对应 P_0 可从转速功率关系曲线上查得,反映了系统的最优状态。同理,当风机的转速为 ω_2 时,通过功率反馈控制,其转速将降低并到达 ω_0 。其控制原理框图可用图 11.6-19 (b) 表示。

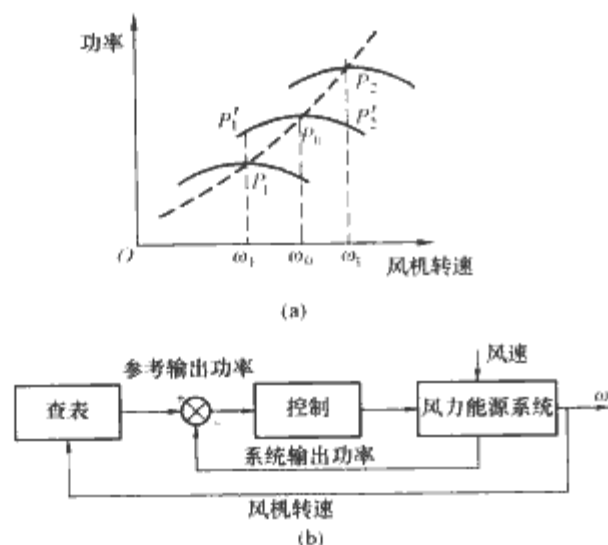


图 11.6-19 功率反馈法 MPPT 控制

(a) 功率反馈法 MPPT 原理;

(b) 功率反馈法 MPPT 控制框图

功率反馈法控制需要转速和最大功率之间的准确关系。一些算法基于风速测量,用风速代替风机转速;有些控制算法采用模糊控制;还有利用神经元算法来记录并修正这种关系的。但是,要找出风机转速和最大功率之间的准确关系是很困难的。

2.1.3.3 登山搜索法

登山搜索法 MPPT 是将图 11.6-4 中的 C_p 曲线的最大值点视为一个潜在的“山峰”,通过改变风机转速加以搜索。基本原理是:在当前风速下,增加风机转速如果引起风机机械功率增加,即表示目前处于“上山”的区域,则继续增加转速,使输出功率沿着曲线接近最大功率点;如果增加风机转速引起风机机械功率的下降,则表示目前处于“下山”的区域,需要转小风机转速使之沿下降区域曲线接近最大功率点,其依据是

$$\begin{aligned} P_{out} &\approx P_m = P_L + T_f \omega + \omega J \frac{d\omega}{dt} \\ &= \frac{1}{\eta} P_{out} + T_f \omega + \omega J \frac{d\omega}{dt} \end{aligned} \quad (11.6-14)$$

式中: P_{out} 是系统输出功率; P_m 为机械功率; P_L 是风机负载功率; 系统效率为 η ; T_f 是摩擦力矩, ω 是风机角速度; J 是风机转动惯量。

P_m 无法直接测量,但与系统的输出功率 P_{out} 大致相等,可用 P_{out} 代替。而 P_{out} 能够被搜索的前提是暂态分量可以忽略,并且 $T_f=0$ 、 $\eta=1$ 。登山搜索法 MPPT 控制框图如图 11.6-20 所示。

其具体实现一般结合到机侧变流器的控制策略之中,也有通过网侧变流器控制间接实现的。

登山搜索算法的优势是控制算法与风机及发电机的特性无关,因此对变速风机而言,不需要预先计算或实验,

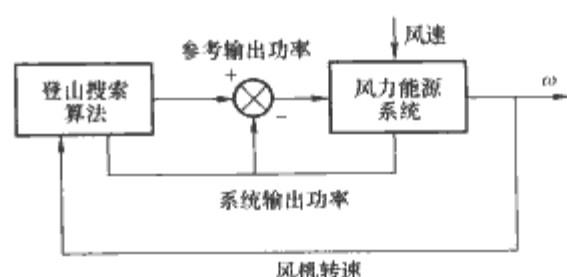


图 11.6-20 登山搜索法 MPPT 控制框图

可以方便地控制。因为不需要风速测量,构成控制器相对简单、准确。系统的输出功率在风机暂态响应足够快的情况下,可以用登山搜索的方法来获得,如在小型风力发电机组和太阳能光伏发电系统中,由于惯性很小,便可以使用。对于有较大惯量系统,因时间常数大,搜索算法非常耗时,特别是对大惯量的垂直轴式风机系统,暂态分量不能忽略,登山法需要结合其他 MPPT 法或改进后才能胜任动态响应的要求。

2.2 太阳能发电

太阳辐射到地球外大气层的功率密度为 1.373kW/m^2 ,经地球大气层吸收和散射一部分能量后,最终到达地球表面的能量密度约为 1kW/m^2 (热带地区中午最大值)。太阳能是地球其他各主要能源的最初来源,自古以来,人类也会采取各种方式利用太阳能,如干燥、取暖等。

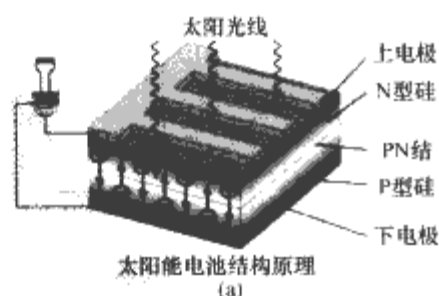
2.2.1 PV 技术基础

太阳能是一种重要的可再生能源资源。太阳能可以热利用、光化学利用和光伏利用等。其中,太阳能发电包括热力(水流或气流)发电和目前普遍应用的光伏(Photovoltaic, PV)发电。

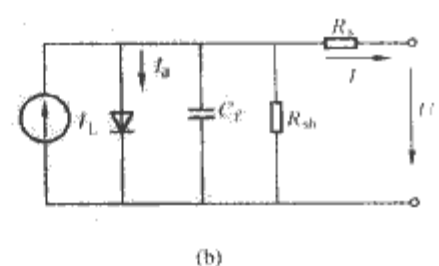
PV 发电由太阳能电池实现。太阳能电池单元是光电转换的最小单元,它利用光电效应量子理论,在类似于二极管 PN 结的半导体上产生出电能来。PV 电池单元所能产生的电压较低 (Si 电池约为 $0.5\text{V}/25\text{mA}$),一般需将电池单元进行串、并联并封装组成太阳能电池组件,如 36 个单元产生大约 16V 电压;众多太阳能电池组件一般还需再串并联后形成太阳能电池阵列,才能实际应用。

许多材料可以用作太阳能电池,如晶体硅、硫化镉、硫化锑、砷化镓、非晶硅、硒钢铜等。其中硅 (Si) 半导体最常见,类型包括单晶硅、多晶硅和非晶硅。图 11.6-21 (a) 为太阳能电池单元截面示意图,光子的能量产生的自由电荷在 PN 结电场的作用下被极性分离,在两端电极产生了电压,如果接入负载就会有电流流过。

太阳能电池的基本特性与二极管类似,可用图 11.6-21 (b) 所示电路来等效。其中, I_d 为内部二极管电流; I_0 为其反向饱和电流; U 和 I 分别为端电压和输出电流; I_L 为光伏电流; R_s 、 R_{sh} 和 C_f 分别为 PV 电池串联体电阻、并联电阻及结电容,计算



太阳能电池结构原理 (a)



(b)

图 11.6-21 太阳能光伏电池原理

(a) 太阳能电池单元晶体截面;

(b) 太阳能电池单元等效电路

时可以忽略。其伏安 (VI) 特性可表示为

$$I = I_L - I_0 \left[e^{\frac{q(U + IR_s)}{AkT}} - 1 \right] - \frac{U + IR_s}{R_{sh}}$$

$$\approx I_L - I_0 \left[e^{\frac{qU}{AkT}} - 1 \right] \quad (11.6-15)$$

式中: q 是电子电荷 ($1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$); k 是玻耳兹曼常数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$); T 是绝对温度, K; A 为 PN 结曲线常数, 通常取值 $1 \sim 5$ 。

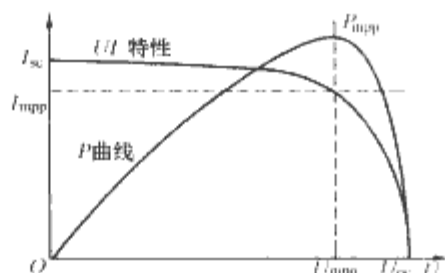


图 11.6-22 太阳能光伏电池
伏安特性和输出功率曲线

图 11.6-22 所示为太阳能光伏电池伏安特性和输出功率曲线, 其中, I_{sc} 为短路电流, A, U_{oc} 为开路电压, V, P_m 为最大功率点功率。值得注意的是, 光照强度和温度对 UI 特性和输出功率具有不同程度的影响。就 UI 特性而言, 光照越强, 输出电流越大; 而温度上升则使输出电压有所下降。给定光照和温度条件下, UI 特性中包含了电流不变区和电压不变区。最大功率点发生在两个区交会处。

PV 发电系统可以分为独立和并网 PV 发电系统, 如果由多分布式发电电源构成, 即构成混合型系统。独立系统不与大电网并网, 只在较小范围内将给直流和/或交流负载供电, 含用户 PV 系统和独立光伏电站。前者诸如蓄电池充电、照明、抽水等; 后者则用于负载相对较大和分散的无电村镇、海岛区域。独立 PV 系统一般由 PV 电池、储能设备、变换装置、控制/管理器、配电设备等组成, 独立 PV 电站还包括一定的输电设备。

并网型 PV 系统具有以下优点:

- (1) 利用大电网, 供电稳定性和电能品质得到保证。
- (2) 多余的电能可以馈入电网, PV 系统始终运行在最大功率点 (MPPT) 状态。
- (3) 可以取消能量存储环节。

典型的并网光伏系统由 PV 阵列、直流 DC/DC 变流器、交流并网 DC/AC 变流器、控制器等组成, 如图 11.6-23 所示。

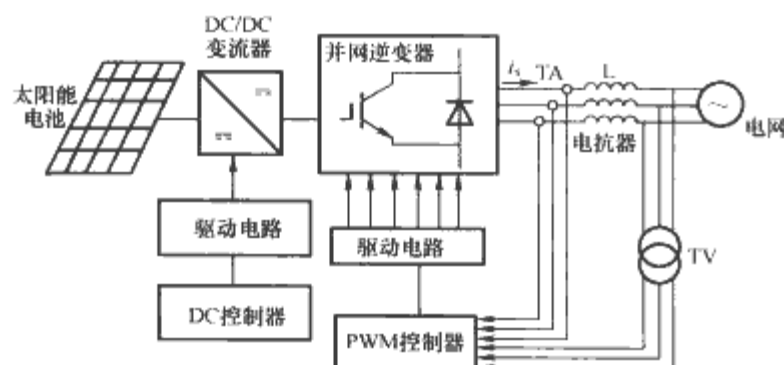


图 11.6-23 典型并网 PV 系统结构

DC/DC 变流器在 PV 与电网或负载之间建立一个缓冲直流环节, 根据网压需求提升或降低 PV 电压、维持直流电压稳定, 同时还承担 MPPT 控制的功能。DC/AC 变流器产生合适的交流电能注入电网。控制器负责直流变流器和逆变器, 负责 PWM 脉冲序列的产生、MPPT 算法、并网电流/电压波形等。此外, 继电保护部件可以保证 PV 系统和电网

的安全。

PV 功率变换, 按照功率变换电路的级数, 可分为单级、二级和多级三种类型。单级变换是在一个功率变换环节中完成升压、MPPT、逆变及隔离。而两级变换则分两个环节进行, 图 11.6-23 即属于这一类系统。由于有中间直流环节的缓冲作用, 输出功率的低频脉动对 PV 的 MPPT 实现影响较小, 实际应用较多。但两级变换需要较多的元器件数, 变换效率损失大。多级变换需要更多的功率电路环节, 目的是实现更多功能, 如 DC 降压变流用于与蓄电池电压匹配, DC 升压变流则为后级 DC/AC 逆变级提供足够高的电压, 以便将电能注入电网。两级和多级变换一般可方便地实现输入输出的可解耦控制。

此外, PV 变换系统, 按照 PV 与电网或负载隔离与否, 可分为隔离型和直接注入型。隔离型中, 又可进一步分为工频变压器隔离和高频链隔离两个子类。

2.2.2 PV 直流变换技术

PV 系统的直流变换主要采用电力电子高频开关技术, 可以应用的拓扑结构有 Buck 降压变流器、Boost 升压变流器、Buck-Boost 和 Cuk 升降压变流器 4 种基本类型变流器, 如图 11.6-24 (a) ~ (d) 所示。此外, 带高频变压器的各直流变换电路也可以应用, 如图 11.6-25 (a) ~ (d) 所示。

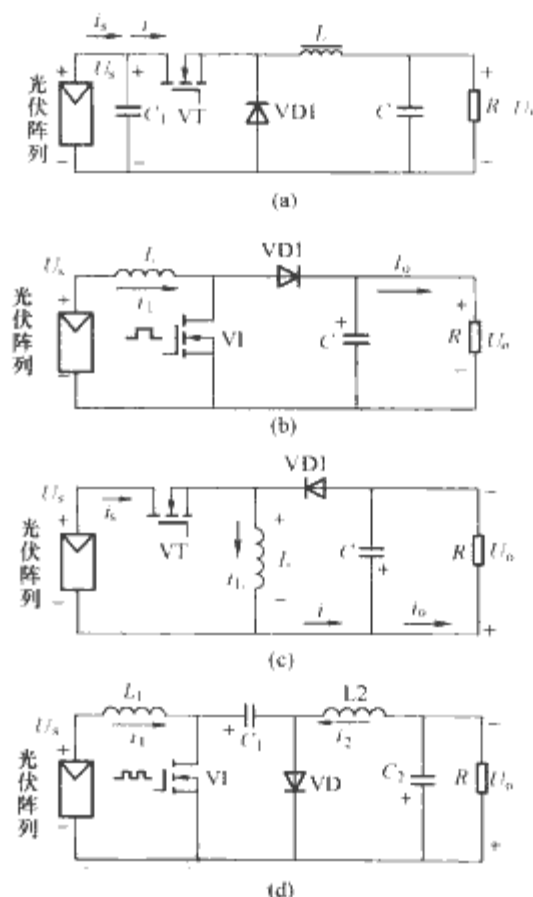


图 11.6-24 几种 PV 直流变换基本拓扑

- (a) Buck 降压电路拓扑 ($U_o = DU_s$); (b) Boost 升压电路拓扑 ($U_o = U_s / (1-D)$); (c) Buck-Boost 升降压电路拓扑 ($U_o = DU_s / (1-D)$); (d) Cuk 升降压电路拓扑 ($U_o = DU_s / (1-D)$)

图 11.6-24 中, 功率开关器件可采用功率 MOSFET, 具有高频大功率开关工作的特点。开关频率可达数百千赫, 甚至更高, 这对各变换拓扑中的电感电容容量和尺寸的减小十分有利。目前, 一般 MOSFET 工作电压多数在几十至几百伏; 电流容量数安培。低压 MOSFET 可达数百安培。此外, 可用于 PV 直流变流器的其他常用器件还有绝缘门极晶体管 IGBT 和大功率晶体管 GTR 等。

图 11.6-24 中负载电阻 R 是直流负载或后级变换 (如并网逆变) 电路的等效电阻。各电路输出输入电压关系列于图

中, D 为高频开关占空比, 即 $D=t_{on}/T$, T_{on} 为开通时间, T 为开关周期。

图 11.6-24 中的几个基本 DC 变换电路具有电路简单、高效、可靠, 容易实现等优点。其中的升降压电路 (Buck-Boost 和 Cuk) 具有升压和降压的双重功效, 可使输入电压范围更宽。同时, Cuk 电路输入输出电流纹波较小, 有利于

电磁干扰问题改善等, 可广泛应用于 PV 阵列的 MPPT 控制、充电和并网电压匹配等应用中。

还有一类常用于 PV 系统的直流变换电路, 如正激、反激、推挽、半桥和全桥变换电路, 它们包含一个高频隔离变压器, 属于直—交—直型直流变换拓扑。变压器的使用, 还增大了变换电压的范围, 如图 11.6-25 所示。

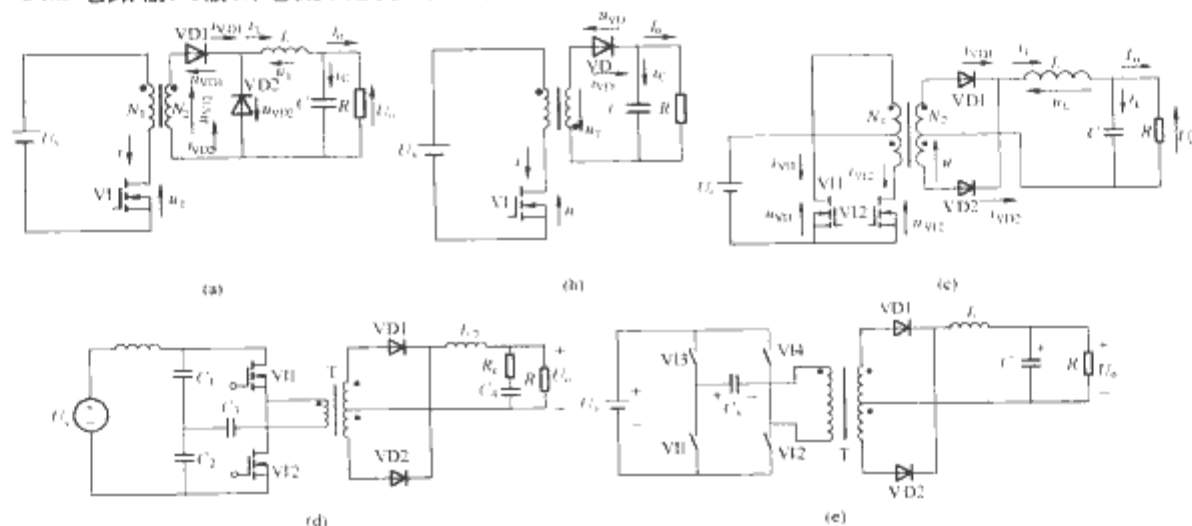


图 11.6-25 几种 PV 用隔离型 DC/DC 变流器拓扑

(a) 正激式变换电路拓扑; (b) 反激式变换电路拓扑; (c) 推挽变换电路拓扑;
(d) 半桥式变换电路拓扑; (e) 全桥式变换电路拓扑

图 11.6-25 所示的几类隔离型直流变流器中, 反激式具有结构简单, 输入输出隔离, 电压可升降且范围较宽等优点; 但又存在开关电压应力大、磁心利用率低 (单向磁化)、输出纹波大和效率不高等不足, 仅适用于小功率 (数十瓦) 应用。正激变流器有结构简单, 工作可靠, 电流峰值小、铜耗小和效率较高等优点, 但存在磁心利用率不高、器件电压应力大、需要复位等不足, 适用于中小功率场合。推挽电路一、二次侧带中心抽头、一次侧两组线圈轮流工作, 磁心利用率较高, 效率较高、输入电压利用率高; 但开关电压应力大, 适合于低输入电压的中大功率变换场合。半桥电路具有驱动简单, 开关管电压应力低, 变压器利用率高, 无磁偏等优点, 非常适合应用于中小功率场合。同时由于开关器件数量少, 成本较低, 普遍用于功率 10kW 以下的应用中。全桥电路比半桥式功率密度更高, 广泛应用于大功率场合, 但开关管数量较多。半桥和全桥电路都有一个防止上下桥臂直通和直流偏置引起变压器饱和的问题。

2.2.3 PV 逆变技术

PV 系统逆变电路应用类型很多, 包括将 PV 直流电能变换成独立或并网 PV 系统的交流电能; 有单相和三相形式的逆变器; 按照输出波形的不同, 还可分为方波、阶梯波和正弦波逆变器。其中高频正弦波逆变器性能好、应用多, 如图 11.6-26 所示。

不带电气隔离的 PV 系统, 可省去隔离变压器, 效率较高 (96%, 部分技术可达 98%)、质量轻、结构简单、可靠性较高。但 PV 电池两极有电网电压, 不安全, 这在许多国家的标准中是不允许的。其次, 不隔离 PV 系统直流电压较高, 如 350V 以上, PV 阵列开路电压需 440V, 这对于 PV 组件及系统的绝缘要求较高。

图 11.6-26 是带电气隔离的几个拓扑。使用工频变压器进行电压变换和隔离的优点是结构简单、抗冲击性能好、安全可靠、直流侧 MPPT 电压上下限比值范围一般在 3 倍以内, 但系统笨重、效率有约 1% 的下降。采用高频链隔离, 具有质量轻的优点, 效率约为 94%, 这种结构用于中等功率, 如 2kW 以下。其次, 高频链开关频率一般为几十千赫

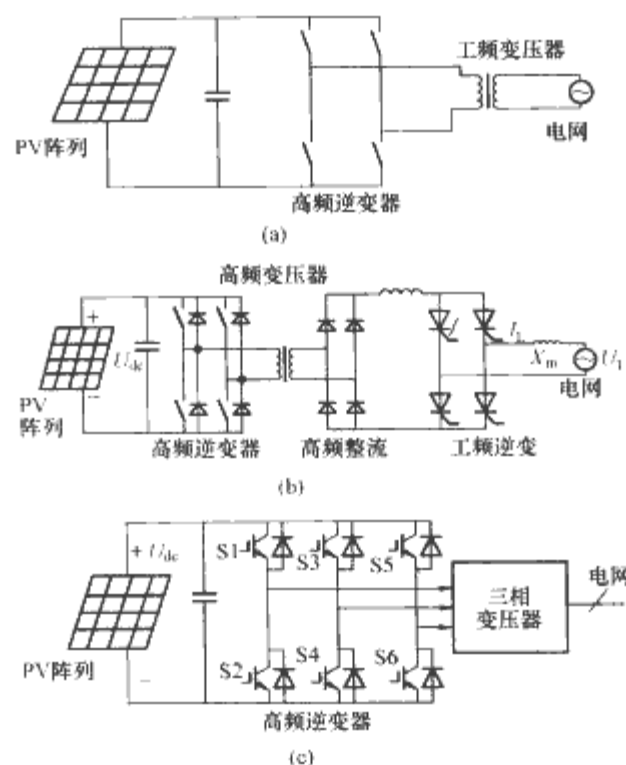


图 11.6-26 PV 系统常用的正弦波高频开关逆变拓扑
(a) 带工频变压器的单相逆变器; (b) 带高频隔离链的单相逆变器; (c) 带工频变压器的三相逆变器

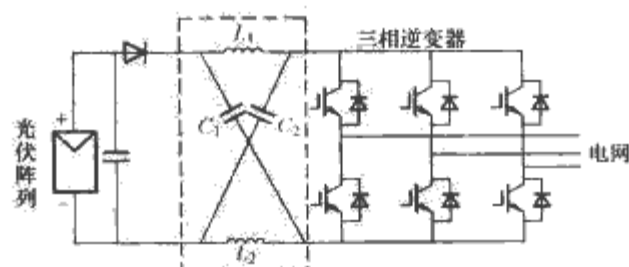


图 11.6-27 PV 适用阻抗源 (Z 源) 变流器拓扑

或更高。EMC 设计要求高。再次, 系统的抗冲击性能不如工频变压器隔离好。

图 11.6-27 是一种非常合适分布式能源, 特别是与 PV 类似的直流分布式系统使用的拓扑结构。图中 Z 源部分的核

心由电感 L_1 、 L_2 和电容器 C_1 、 C_2 组成一个 X 形的二端口阻抗网络，连接于逆变器（或变流器）之间。Z 源网络区别于电压源或电流源，它可以开路或短路，这为变流器主电路根据需要升压或降压提供了一种机制。

图 11.6-27 中，Z 源网络使 VSI 直通为零电压矢量成为可能，因而允许比传统 VSI（8 个允许矢量，6 个非零矢量和 2 个零矢量）多 1 个零电压矢量（上下器件短路，如所有器件导通）。这个直通零电压矢量为逆变器提供了独特的升降压特性。其交流输出和直流输入电压的关系为

$$\dot{U}_{ac} = MB \frac{U_{dc}}{2} \quad (11.6-16)$$

式中： M 为逆变器调制系数； B 为 Z 网络的升压因子，与直通非零矢量的利用比例有关。可以证明 MB 在 $(0, \infty)$ 之间可控制，即实现升压和降压功能。

此外，适合于 PV 系统的逆变器拓扑还包括高压应用的多电平（包括三电平和级联式多电平）。其中，无变压器的高压多电平直接耦合结构效率高，但存在绝缘问题和直流偏置问题，需要处理；级联式多电平由于需要多个独立的直流电源，对可分组的 PV 电池系统较为适合。

2.3 其他发电系统

2.3.1 燃料电池发电

燃料电池（Fuel Cell, FC）是不经过燃烧而以电化学反应方式将燃料的化学能直接变为电能。与普通化学电池不同，燃料电池的燃料（氢气或其他）和氧化剂（氧气或空气等）需要由外部供给。燃料电池由阳极、阴极和夹在这两个电极中间的固态或液态电解质组成，如图 11.6-28 所示。图中，氢气分解成氢离子 H^+ 和电子 e^- ，氢离子进入电解质中，而电子则沿外部电路移向正极。氧同电解质中的氢离子吸收抵达阳极上的电子形成水。带电离子的定向运动便形成了电流。

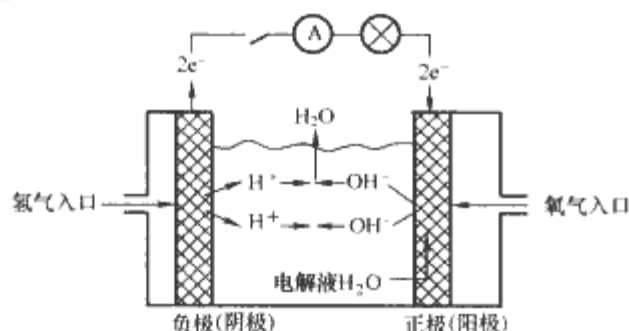


图 11.6-28 燃料电池基本原理图

FC 按电解质分为碱性燃料电池（AFC）、质子交换膜燃料电池（PEMFC）、磷酸型燃料电池（PAFC）、熔融碳酸盐燃料电池（MCFC）和固体氧化物燃料电池（SOFC）五种类型。燃料电池高效、环境友好，是一种绿色能源，部分 FC 利用余热进行电热联供的综合利用效率可达 70%~80%。

燃料电池输出为低压大电流的直流电，单体的空载理论电动势约为 1.16V，应用时一般多个串联。图 11.6-29 所示为某一单体燃料电池的输出静态特性曲线，曲线由电化学极化区、欧姆极化区和浓差极化区三部分组成，分别反应了

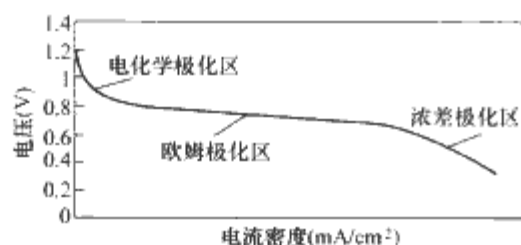


图 11.6-29 燃料电池的静态特性曲线

电化学反应不同的主导因素。

燃料电池的动态性能较差，如负载响应速度在数十到数百毫秒。影响燃料电池动态性能的主要因素是扩散浓差极化，即反应物不能及时扩散到电极及催化剂的微孔内。

图 11.6-30 所示为以燃料电池组为核心的 FC 发电系统的构成示意图，由发电电源变换、水热管理、燃料和氧化剂供给及协调控制若干子系统组成。

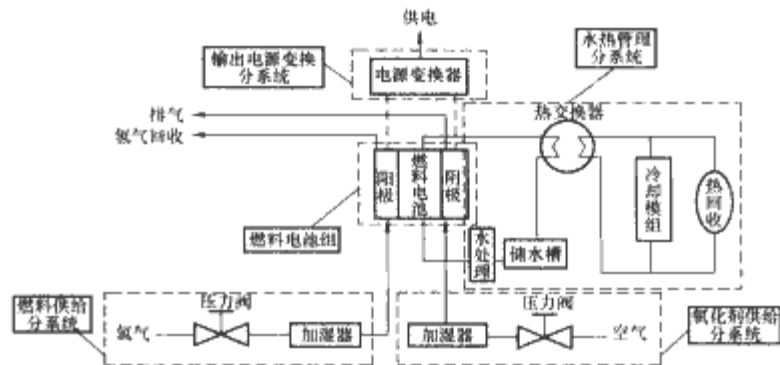


图 11.6-30 FC 发电系统的构成示意图

单个燃料电池电压较低，需要多个串联，组成 FC 叠串或堆（Stack）；电能形式为直流。与 PV 相类似，FC 发电系统往往需要 DC 直流变流器和 DC/AC 逆变器，也有 MPPT、并网有功、无功和电能质量控制等问题。因而，在太阳能 PV 发电系统中讨论的各种关于电力变流器的问题可以参阅。

图 11.6-31 是一个典型的 FC 发电系统的应用拓扑，DC/DC 变换采用推挽结构，高频变压器隔离，DC/AC 逆变级则采用 PWM 控制单相 H 桥式。两级变换中分别采用了 MOSFET 和 IGBT 开关器件，以分别适应较高频率和较高的耐压要求。

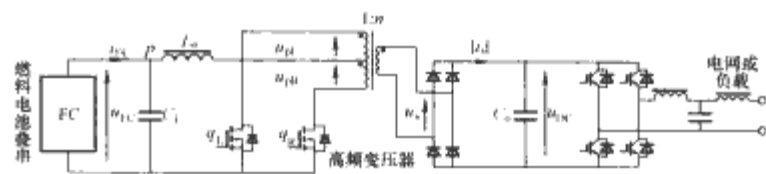


图 11.6-31 FC 发电系统应用拓扑

2.3.2 微型燃气轮机发电

微型燃气轮机（Micro-Turbine）采用高速发电机（转速 50 000~120 000r/min），具有体积小、质量轻（为柴油机组的 1/3），摩擦部件少，空气轴承无需润滑剂，维护方便，燃气温度低，寿命长，安全可靠的特点。作为小型分布式发电装置，还具有洁净（NO_x 排放低）、廉价和适合电热联供的特点。但发电频率高，无法直接应用，电力电子变频技术几乎是这种发电技术所不可或缺的。

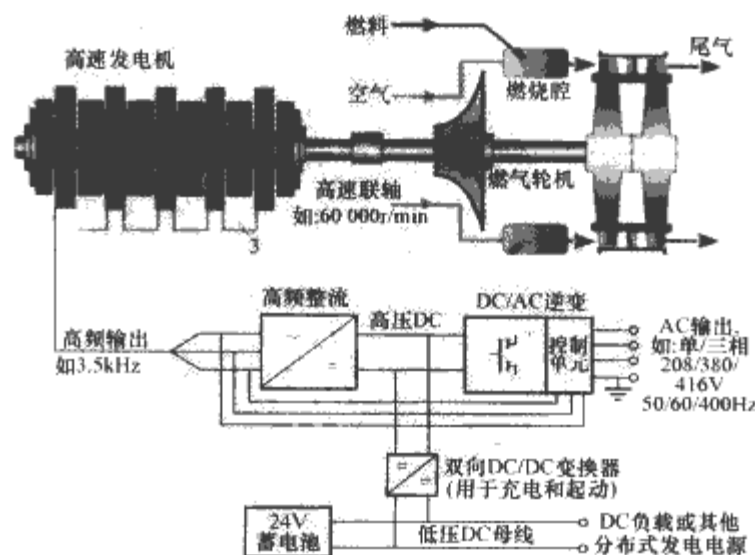


图 11.6-32 典型微型燃气轮机发电系统组成示意图

微型燃气轮机发电系统需要通过燃气轮机实现化学能向机械能的转换,然后由高速发电机将机械能转换为高频交流电能,最后由电力电子变流装置转化为恒频恒压、高质量的交流电能为用户供电。如图 11.6-32 所示,系统主要由微型燃气轮机、高速发电机和电力电子变流装置三部分组成。

微型燃气轮机发电机组的电力变换系统由高频整流器、斩波器、主逆变器、充电器、蓄电池组、起动变频器等几部分组成。整流器和斩波器把机组发出的高频交流电压变换成直流脉动电压,实现直流的恒压控制。主逆变器用于将直流斩波调压后的稳定直流电压逆变为恒频(如 50Hz)、恒压(如 380V)的工频交流电输出。起动变频器用于高速电机的起动,在系统正常运行时还可作为有源电力滤波器使用,以减小发电机的谐波电流。蓄电池组为系统起动提供能源。充电器在机组起动后,利用机组所发电能为蓄电池充电或利用外部电能为蓄电池充电。其中,整流、逆变和直流变换主电路结构和风能发电、太阳能发电及燃料电池发电系统中的电力变流器结构相类似。

微型燃气轮机发电系统的控制包括电的控制、涡轮机控制和并网控制等。电的控制内容有发电运行、投入和切除负载或电网,控制量包括电压、电流、功率(有功/无功)、频率、电池状态、起动电机驱动等。涡轮机控制内容有起动、运行、停机,需要控制的量包括转速、压力、温度、燃料等。

3 分布式发电组网

当分布式发电(DG)系统发电或供电范围达到一定规模后,无论是独立型还是并网型,往往需要组成一个供电网络。

3.1 混合/互补 DG 系统

将不同的分布式发电装置组合在一个系统中,当分布式电源波动时,可以起到互相补充和支持的作用,这就是简单的 DG 组网,即混合或互补分布式发电(DG)系统。

常见的混合系统可由两个或两个以上 DG 子系统组合而成。其中,同一类型的 DG 电源(如太阳能 PV 发电)也可以为多个。图 11.6-33 是一个由风力发电单元、太阳能 PV 发电单元和微涡轮机发电单元组成,并具有蓄电池储能单元的直流总线混合/互补 DG 系统结构。

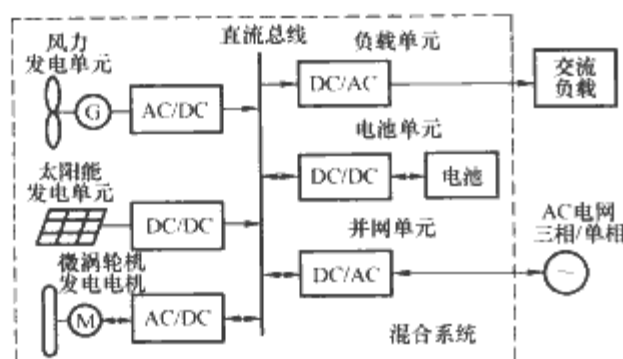


图 11.6-33 直流总线混合/互补 DG 系统结构

图 11.6-33 中的混合 DG 系统中的各种交直流电源通过直流总线实现互联,可以给交直流负载供电。蓄电池储能系统进一步提供了系统发电用电功率的平衡。由图可见:除单个 DG 系统的各种 DC、AC 变换所需的电力电子单元外,实现有效的能量调度,使整个系统和各 DG 子系统接近最佳运行是混合系统的另一个重要方面。

图 11.6-33 所示混合系统工作原理是:风、光单元按照最大功率输出电能,给本地负载供电,不足部分由微涡轮发

电单元补充,多余的能量给蓄电池储能单元充电,直至电池达到最高充电状态。根据负载大小和电能来源及大小,系统可运行于多个不同模式。其中,能量调度策略需要兼顾可再生能源单元发电效率较高、燃料消耗较少、蓄电池循环次数较少和放电深度较浅等。目的在于保障负载供电和 DG 单元具有较高发电效率的条件下,最大限度地降低系统运行燃料消耗,元件更换、系统维护等成本。

混合 DG 组网总线还可以是交流结构,如图 11.6-34 (a) 所示。每一 DG 通过电力电子变流装置发出高质量的交流电,并组成一个本地交流分布网。交流型的混合 DG 系统,在离网独立运行时是一个弱网,需要采取有效手段维持总线电压和频率稳定,实际就是一个有功、无功平衡和稳定实现问题。

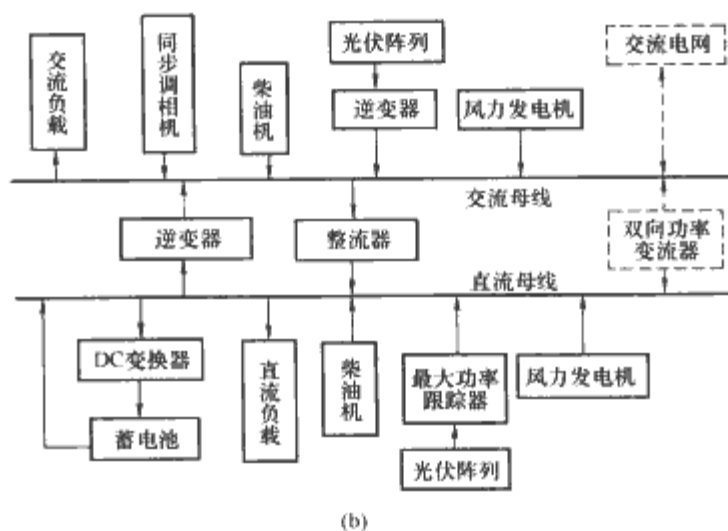
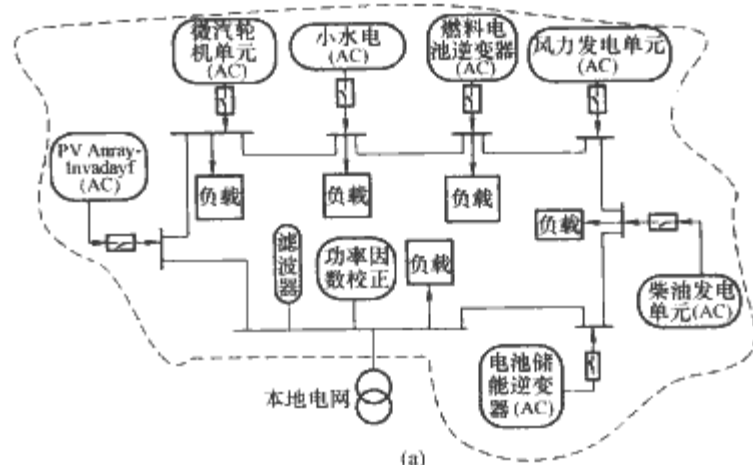


图 11.6-34 混合 DG 系统的不同总线结构
(a) 交流互联总线; (b) 交直流互联总线

另一种混合 DG 组网,则是直流和交流总线共存,如图 11.6-34 (b) 所示。

由于 DG 发电单元接口的多样性,所发出电能质量具有不确定性,有功无功功率会有等级差异;同时,负载需求也有多样性和变化因素,储能容量也会有限制。因此,混合 DG 系统整体动静态性能需依赖于电力电子功率接口来实现其特殊功能和标准。

混合 DG 系统也可能与交流大电网互联,如图 11.6-33 和图 11.6-34 所示,实现更大自由度调度系统能量,从而最大限度地利用可再生资源,降低或取消储能电池配置。尽管如此,混合 DG 系统由于其 DG 电源个数有限,组网结构和功能上还不够完善,因此与微网(MG)有本质的区别,仅属于简单的组网方式。

3.2 微电网技术

基于可再生或绿色能源的分布式发电(DG)的不断发

展,一方面为微型电网(MG)的出现和发展奠定了技术基础;另一方面,MG也是DG大规模应用和满足高品质供电要求的必由之路。

微网可以理解为:由一组DG原能机(微型电源)、负载(含关键负载)、储能和并网单元等组成,以电力电子为主要能量变换和调节控制手段,就近对负载提供电能和热能的先进电能系统。MG既可与大电网联网运行,也可断开单独运行。它对外部大电网呈现一个独立用电或发电单元,并具有如下特征:

(1) 适合可再生和绿色能源大规模利用,满足多种能量来源。由于MG的接入指标主要考察的是其与联网接点(PCC),而不针对内部的各微电源,因而简化了数目繁多的DG入网控制,更适应能源危机和新型电力市场需求。

(2) 可用于“用户定制电力”,支持网内电压和功率,改善用户电能品质;或作为关键负载的不中断电源,提高供电可靠性。

(3) 对于外部大电网,MG可被控为一个简单的可调度发电或用电负荷,可以快速响应系统需要,并实现对大电网的无功/电压、有功/频率、电能质量等支持,以及实现安全并网要求。

(4) 以电力电子装置为核心,实现MG网内外各DG、负载等的能量模块化管理。

(5) 就近配置能源资源和用户,节省远距离输送成本、降低损耗,还可通过冷热电联供,提高能源利用效率,是一种高效、经济、环保、安全可靠的电力系统。

MG一般设在配电站下级或一个配电站,可含几条配电馈线和几个负载群。网内电压不高,如380V或10kV,但并网电压等级可以更高。一个概念性的MG结构如图11.6-35所示。

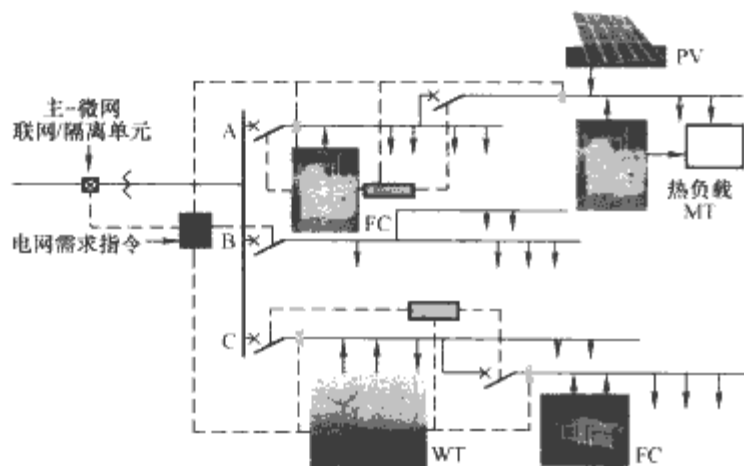


图 11.6-35 微网(MG)概念性结构

■ —能量管理器; —潮流控制器; —保护协调器

图11.6-35中,DG发电控制器对各DG源所发出的电能进行控制,当MG网电压出现不平衡或负载变化时,对功率(有功和无功)和电压控制器能快速响应。这一控制无需与上级通信或指令,即实现了即插即用功能。能源管理器为每个DG控制器给定工作指令(功率和电压工作点),提供运行控制功能,其响应时间以分钟计算。保护协调器通过电力电子技术实现并与电网接口,采用独特的技术方案,以提供所需要的功能。潮流控制器调节每条配电线路的功率潮流;断路器也可以用来辅助调节或保护,使MG各发电用电点及馈线均符合能量管理器的要求。可见,各DG或连接点既有充分的自主灵活性,也具备系统协调性,MG俨然是一个有机整体。

此外,主-微网联网隔离单元可实现电网和微电网间的

连接或隔离。在正常工作模式下,微电网与公共系统通过静态转换开关(STS)相连;当系统出现故障时,可进行快速隔离。隔离条件下,DG为MG内关键负载提供不间断和稳定调节的电力,并在DG源和负载间合理分配功率;当故障清除后,MG与公用电网同步后,由STS重新接通,并平滑并入电网运行。

以上MG系统功能中,电力电子具有不可替代的作用:

(1) 实现各DG单元的能量形式的统一转换和组网,如风力机、光伏(PV)、燃料电池(FC)、生物质能、小水电煤层气、微涡轮机所发出的电能有直流、交流、高频等不同形式,需要变换成统一的形式(如直流、交流或交直流)后才能组成MG。

(2) 各DG单元具有不稳定性,负载还有随机性,而MG交流总线需要恒频、稳压,同时还需要维持有功和无功的平衡,电力电子变流技术是实现这一系列控制的核心。

(3) MG内,为了维持能量平衡,特别是提供良好的离网运行性能,需要储能单元,如蓄电池、超级电容、超导、飞轮等储能装置,各储能设备也存在电能形式、电压高低等问题,需要用电力电子变流装置实现其间的过渡。

(4) 潮流调节、保护和运行控制也主要依靠电力电子变流器来实现,如能量管理器指令的执行,不依赖于通信的单元节点控制(即插即用),无冲击投切及安全保护,起动、停机与故障穿越等。

(5) 并网和负载电能质量(DG-FACTS)改善,包括对公共电网无功/电压支持、谐波抑制,对MG母线电压跌落抑制、动态恢复和防止容性谐振等。

MG由多个DG组成,DG源控制器由特殊的电力电子变流器构成,是MG基础结构中重要组成元件。它能在毫秒级时间内,不依赖于通信,即每个变流器在负荷变化时仅根据本地输出功率稳定工作点的母线电压和功率进行控制,即实现即插即用。也就意味着每个DG源可以添加到电网,而不用改变原来系统的控制和保护等功能。

DG单元控制器主电路,按负载要求选用三相三线制或三相四线制变流器结构,并集成有内环电流/电压控制,外环的有功和无功功率控制,DG源和电网同步控制,保护功能及故障短路电流抑制等功能。

图11.6-36为电流/电压内环控制的原理图。电压环用来控制DG的输出电压,提供电流指令;而电流环输出PWM调制信号。通过电压前馈降低内环反馈增益 K_i 和 K_v ,提高电网稳定性。

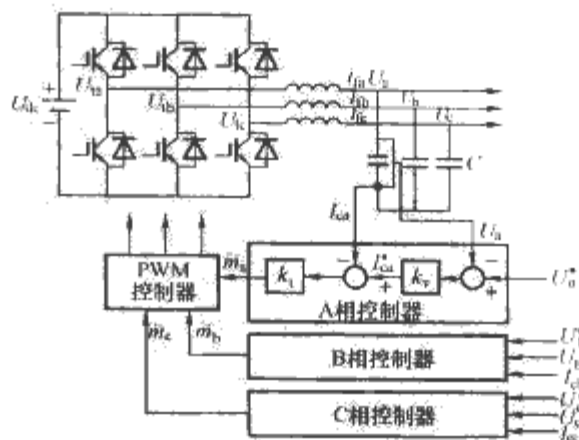


图 11.6-36 微网DG单元控制器的主电路和内环电流/电压控制原理

含有大量DG的MG系统利用基本P-Q控制是不可能的,必须对本地节点电压进行调节,否则DG所占比例高的系统会出现电压和无功的波动。

无论是直流（如燃料电池、光伏电池和储能电池）还是交流（如微涡轮机、风轮机）DG 源，最终均要采用电压源变流器（VSI）并入 MG 交流网。设 VSI 输出电压的幅值为 U ，相位为 δ_U ，系统电压 E 的相位为 δ_E ，连接电抗为 X ，则

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{3}{2} \frac{UE}{X} \sin \delta_p \\ Q &= \frac{3}{2} \frac{U}{X} (U - E \cos \delta_p) \\ \delta_p &= \delta_U - \delta_E \end{aligned} \right\} \quad (11.6-17)$$

可见，DG 源所发出的有功功率 P 主要取决于功率角（逆变器输出到 MG 网压的角度差），而无功功率 Q 取决于逆变器输出电压。

图 11.6-37 是两个 DG 源的 MG 系统的有功功率—频率下垂（Droop）特性。其中，两个 DG 源有不同的功率等级， P_{1max} 、 P_{2max} 定义在最小工作频率 ω_{min} 下，而联网模式调度功率 P_1^* 、 P_2^* 是以基频 ω^* 为基准。利用功率—频率下垂特性，在 MG 运行中，可以调节每个变流器输出频率的偏差，并改变功率运行点来匹配负载。例如图 11.6-37 中，当负荷功率增加，DG1 和 DG2 的电压相位角改变导致本地网频率下降且工作在不同的频率，这将导致它们之间相对功率角发生改变，并趋向于一个频率较低点 ω_{ss} 。假设 DG2 初始功率

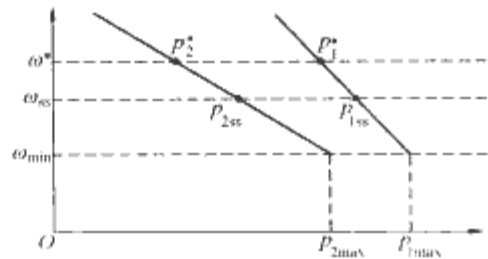


图 11.6-37 利用有功功率—频率下垂特性实现功率分配

比 DG1 低，但在新的功率调度中，DG2 增加了其分担的份额。以此来保证有功功率的平衡和均载。下垂特性应由各 DG 源的功率分配及额定功率的大小而定。

无功功率也有类似的下垂特性，如图 11.6-38 所示。利用此可以进行无功功率的分配和均衡。这种下垂特性的实现是由电压控制来实现的。电压控制要求保证在 DG 源之间没有大的无功环流。与大电网不同，MG 中很小的电压差就会造成很大的环流。利用下垂特性，当无功电流呈现容性时，降低了本地电压工作点；相反如果无功电流呈感性，电压工作点会提高。 Q 限值是变流器容量决定的。

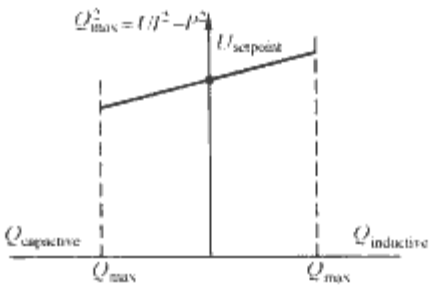


图 11.6-38 无功—电压下垂调节曲线

在 DG 源并网运行中，特别是弱电网（如 MG）的情况下，与系统同步是一关键技术。这种同步控制功能可以附加在有功和无功控制环里，也可由专门的同步电路完成。如三相电压相位检测的矢量 PLL 方法具有稳定、有效、易实现等特点，也广泛应用于无功补偿和谐波补偿。这种矢量同步方式在弱电网系统或 DG 容量比例大的情况下非常有效。

此外，为改善 MG 组网并网电能质量和提高系统安全，一些诸如短路限流、动态电压恢复（DVR）、综合电能质量控制（UPQC）、潮流控制（UPFC）、有源电力滤波（APF）等应用技术中的电力电子拓扑和控制方法也可以结合到 MG 的单元控制器中来，在此不再赘述。

第 7 章 电力系统中电力电子技术应用展望

1 在电网安全、稳定性控制中扮演重要角色

电力系统的有效运行与控制是实现安全、经济、优质供电的重要保证,在大电网运行方式下,这个问题将变得更加突出。2003 年 8 月以来,世界范围内连续发生了几起重大的恶性停电事故,每次大停电事故不仅在经济上造成巨大损失,还给人民生活带来严重的影响,甚至危及社会的稳定。因此,电力系统的安全稳定性问题已经引起了世界各国政府的普遍关注。针对这些问题,美国国防部和美国电力科学研究院(EPRI)联合资助完成了 Complex Interactive Networks/ System Initiative 项目,提出一个以全局广域相量测量和分析为基础的实时智能控制系统,即电力战略防御系统(Strategic Power Infrastructure Defense System),以防范连锁故障导致的全局灾难性大停电。美国能源部和美国国家科学基金资助了 Consortium for Electric Reliability Technology Solutions 项目,应用复杂系统理论,并结合现代电力系统的特点,对电力传输系统的大范围停电和连锁故障进行了研究,初步揭示了现代电力系统大停电的自组织临界性。在欧洲正进行着两个大项目:Open Market Access and Security Assessment System 和 Power Security in the New Market Environment 的研究。在我国,国家重大基础研究计划首批重大项目就开展了现代电力系统灾变防治与经济运行重大科学问题的研究,提出了数字电力系统(Digital Power System)的新概念及其框架。2004 年批准的国家重大基础研究计划项目“提高大型互联电网运行可靠性的基础研究”和国家自然科学基金重大项目“电力系统广域安全防御基础理论及关键技术研究”对提高大电网的安全运行问题进行了系统而深入的研究。国内高等院校和科研院所在深入研究电网的动态特性、探索暂态电压稳定性和连锁反应事故发展的机理、完善离线和在线静态安全评估方法的基础上,提出的防止大范围停电事故发生的有效措施等将成为今后国内外研究的重点。

随着全国交、直流大联网的实施和特高压输电网的建设,我国将形成世界罕见的大规模复杂电网。大型互联电力系统的发展及各种新设备(包括各种超大功率电力电子装置)的使用,使发电、输电更经济和高效的同时,也增加了现代电力系统的规模和复杂性,从而暴露出很多威胁现代电力系统安全、经济、稳定运行的动态问题,如机电耦合引发低频振荡问题、电压稳定问题、连锁反应事故发展问题等。现代电力系统动态安全分析、基于广域信息的安全控制理论和方法,以及含多馈入直流输电系统相关问题的研究等将成为该领域的热点研究问题。与单馈入直流输电系统相比,多馈入直流输电系统具有较大的输送容量和更为灵活的运行方式,但同时也带来了一些特殊问题。在这样的系统中,各逆变站之间的电气距离较近,交直流系统之间、各直流系统之间的相互作用很强,单个故障可能导致多个逆变站同时发生换相失败,造成系统的连锁故障,威胁系统的安全稳定运行。因此,亟需进行直流输电系统中的调制信号及控制策略、换流器动态模型和交流系统的等值简化、直流系统控制器之间的协调控制策略、直流输电系统对交流系统的紧急功

率支援、可能引起换相失败的因素、换相失败后的恢复控制等问题的研究。

广域测量系统(Wide Area Measurement System, WAMS)是基于实时相量测量单元(Phase Measurement Unit, PMU)、计算机信息技术和现代通信技术,在全局范围内对现代电力系统的状态进行实时同步测量的系统,可以在同一参考时间下捕捉到互联电力系统各地的实时稳态/动态信息,为现代电力系统全网数据的同步采集、实时记录、数据的远距离实时传递和实时同步分析处理提供了可能,为研究现代电力系统稳定和控制提供了新的视角,可能为现代电力系统中一些长期未能得到很好解决的问题找到新的突破口。基于 WAMS 的信息网络综合传输可以大大简化控制设备的连接方式,实现各种异构控制设备的网络集成和信息共享。

广域测量系统的实现和现代电力电子技术的迅速发展,使现代电力系统实现这一崭新的稳定控制功能成为可能,例如:多机系统协调控制、在线功角稳定和电压稳定的预测及控制、基于超实时稳定计算的稳定预测和区域协调稳定控制等,其中前面各章阐述的各种电力电子装置都作为大系统中的各种关键控制部件,对现代电力系统崭新的稳定控制功能起着重要的作用。

2 在新型输配电与分布式发电中发挥重要作用

随着国家对能源需求的持续增长和电力工业的快速发展,新型输、配电技术和可再生能源发电技术将成为支撑国家经济和电力工业发展的关键技术。包括完成大容量远距离输电的特高压交流和特高压直流输电技术、提高输电能力和走廊利用率的紧凑型输电技术,以及将超大功率电力电子装置和超导电力技术应用于新型输配电领域的技术等。

应用超大功率电力电子装置和超导电力技术提高交流输电线路的传输能力是世界各国的研究重点,2003 年美国制订了“国家电力传输路线图”计划,电力电子技术被列为其中的五大关键技术之一。如前所述,电力电子技术是 FACTS 技术的基石,以 FACTS 技术为代表的超大功率电力电子柔性输电技术可以大幅度地改善现代电力系统的可控性、提高输电线路的传输能力及电网的运行可靠性,大力发展这一技术并加强其在现代电力系统中的应用是电力工业发展的必然趋势。但是,如何解决超大功率电力电子装置在现代电力系统中的应用中的可靠性等共性基础性问题,这是电力电子技术能否在现代电力系统中得到普遍应用的关键。

分布式发电技术已得到人们普遍的关注。目前,国外已有多种分布式发电技术获得了工业应用,它使得发电设备更加靠近用户,不但减小了人们对远距离输电的依赖,而且提高了人们使用可再生能源发电的兴趣,提高了用户用电的独立性和可靠性。风能发电、太阳能发电、燃料电池发电和微型高速涡轮发电机(Micro Turbine Generator)发电等所有这些分布式电能都有赖于现代电力电子技术来实现高效、可靠的运行。

燃料电池是很有前景的分布式发电的一个代表。燃料电池具有较高的发电效率,并且没有污染,不会产生具温室效应的气体。在功率范围在 5~100MW 的工业和公用事业部

门, 燃料电池的应用目前还处于起步阶段, 这些系统比汽车和民用燃料电池系统要复杂得多, 因为单个燃料电池的正常电压仅为 0.75V 左右, 电流密度约为 $0.2\sim 1\text{A}/\text{cm}^2$, 上述系统大约需要 $1\text{万}\sim 10\text{万}$ 只燃料电池, 被装在 $100\sim 1000\text{V}/100\sim 700\text{kW}$ 的盒中。美国能源部等 5 个单位在 1999 年联合投资 1600 万美元进行第一台燃料电池—小型高速涡轮发电机发电混合分布式发电系统的研究。图 11.7-1 是一个由固体氧化物燃料电池和一个小型高速涡轮发电机组成的混合发电系统结构示意图。

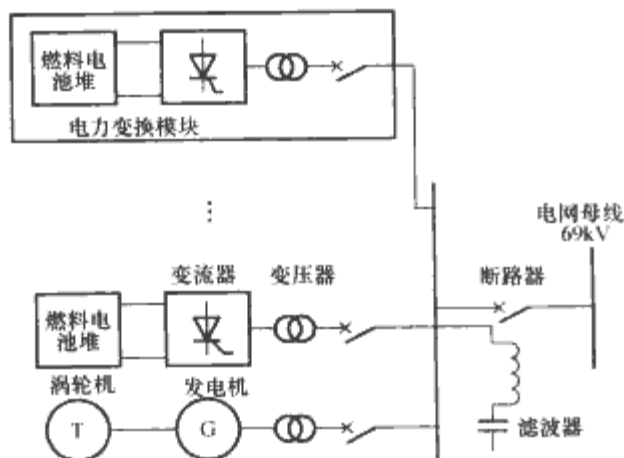


图 11.7-1 固体氧化物燃料电池和小型高速涡轮发电机组成的混合发电系统结构示意图

图 11.7-1 中, 高温下运行的固体氧化物燃料电池产生的高温废气用来推动小型高速涡轮机发电。在现有技术得到极大提高的情况下, 该系统的效率预计将达到 70% 左右, 超过当今任何发电系统的效率。功率调节系统则由多个逆变器组成。这些逆变器可能是工作在 6 阶梯模式下的三相晶闸管桥式电路, 它通过移相变压器和电网相连, 当然也可以使用 PWM 逆变器。功率变换和控制装置必须考虑许多重要因素, 如与电网的连接、燃料电池的容量和诸多系统级控制功能。系统及控制功能包括系统效率、输出波形质量、隔离和保护、电网电压跌落时逆变器的承受能力、无功控制、逆变器故障容量及返回到燃料电池盒的电流纹波等。对于高功率燃料电池系统, 将需要新的电路拓扑、智能集成功率变流器和智能系统级控制方法。

根据 Darnell 公司的研究, 2003~2008 年, 全球用于分布式与混合式发电设备 (DCG) 中的电力电子产品 (包括逆变器、频率变流器、静态传输开关、DC-DC 变流器、AC-DC 电源和集成 HP 电机驱动器) 将以年均 12.2% 的速度增长, 即将从 $18\,550\text{MVA}$ 增加到 $32\,981\text{MVA}$ 。

未来的电力系统将是一个非常复杂的、混合的系统, 它将用到不同的能量产生、能量储存和能量传输方式, 如图 11.7-2 所示。

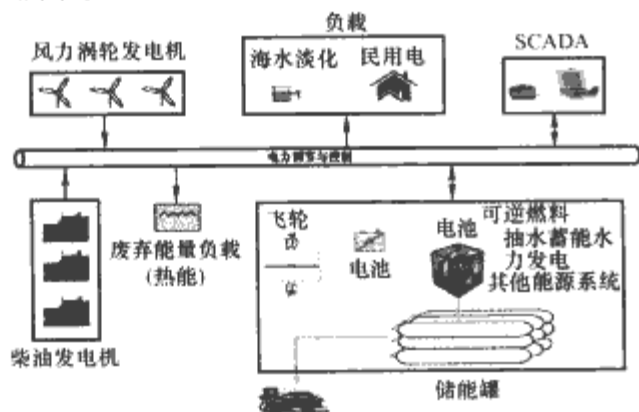


图 11.7-2 未来混合式发电系统示意图

因此, 另一个对电力电子在现代电力系统中应用有推动作用的是交互联结的需求。电力电子是实现 DCG 系统与电网可靠

联结, 从而避免影响电网质量与稳定性的必要手段。与传统的电力—机械测量设备相比, 电力电子测量设备提供了很高的测量精度, 良好的可操作性, 并且有效地提高了测量数据的可靠性。IEEE P1547 和 UL 1741, 这两种关于联结和电力电子设备的标准, 将会保证市场的进一步扩大。他们有效地消除了过去在不同场合的各种联结要求所造成的负面影响。

电力电子将会从可再生能源和分布式发电技术的推广使用中获得发展的良机。为了提高与电网联结的可靠性, 对后备电池、逆变器、DC-DC 变流器、静态传输开关和其他的电源设备的需求均会迅速增加。另外, 混合发电技术的发展将进一步促进电力电子技术朝着标准化、模块化、高可靠性和智能化的方向发展。

3 现代电力系统节能与储能

在电力节能方面, 除需要努力提高发电机组的效率外, 减少输配电系统的损耗在国内外得到充分重视。我国电网结构较薄弱, 超高压线路比重偏低, 输电容量未得到充分利用, 电压等级不够简化, 农村电网基础设施也相对落后, 高损耗变压器在国内仍占有相当大的比例, 线路损耗大, 这些都是需要关注和研究解决的问题。

电力工业重组与市场化改革给各种各样的储能技术及其应用带来了新的发展机遇, 在全球范围内引起关注。采用储能技术, 可以使负荷不受瞬时性供电中断的影响, 对于较长时间的供电中断, 也可以在一定程度上延长采取应对措施的时间。与先进的电力电子技术相结合, 储能系统有助于降低电网谐波畸变率, 消除电压凹陷及浪涌电流等。将储能技术与再生能源发电技术相结合, 可以在一定程度上解决峰值负荷供电问题, 从而使光伏发电及风力发电技术更具实用价值。储能系统还可以为现代电力系统安全经济运行提供技术支持, 包括用于负荷跟踪、稳定电网电压和频率、实现调峰、延缓电力系统设备改造投资和提高设备利用率。

当前储能技术的研究多集中在如下几种方式上:

(1) 抽水储能电站储能。这是当前唯一的一种可以实现大规模储能的方法, 目前全世界共有超过 90GW 的抽水储能机组投入运行, 约占全球总装机容量的 3% 。

(2) 蓄电池储能系统。可用于大容量储能的电池技术包括铅酸电池、镍氢电池、镍镉电池和锂离子电池。在日本, 目前采用 NaS 电池技术的储能示范工程有 30 多处, 总储能容量超过 20MW , 可用于 8h 的日负荷峰谷调节。

(3) 大容量电容器储能。这种储能方式效率高, 其中陶瓷超级电容器具有相当高的耐压水平和绝缘强度, 这使它们成为未来储能应用的优选方案。

(4) 飞轮储能。其突出优点是几乎不需要运行维护, 设备寿命长, 具有优秀的循环使用以及负荷跟踪性能。采用复合材料的飞轮边缘线速度最高可达 1000m/s 。

(5) 超导磁储能。作为一种具有快速响应特性和高效率的储能设备, 超导磁储能吸引了电力工业和军方的注意。

(6) 其他方式的储能, 如压缩空气储能、利用氢作为储能介质的储能等。不同的储能技术在储能密度、响应速度等方面具有不同的特性, 在用于现代电力系统时具有各自的优缺点, 其中大部分技术均建立在现代电力电子技术的基础上。

近年来, 多电平逆变技术以及多电平级联技术由于其输出波形质量、开关损耗、器件应力等方面的突出优点, 引起特别广泛的关注和日益广泛的应用。随着门极可关断高压半导体器件和多电平逆变器技术的不断发展, 可以预见, 各种多电平逆变器将在这些领域得到更广泛的应用。

参 考 文 献

- [1] 谢小荣, 姜齐荣. 柔性交流输电系统的原理与应用. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [2] 国家自然科学基金会工程与材料科学部. 学科发展战略研究报告(2006 年—2010 年): 电气科学与工程. 北京: 科学出版社工程技术分社, 2006.
- [3] Liu C C, Vittal V, et al. The strategic power infrastructure defense system. IEEE Control Systems Magazine, 2000, 13(8): 40-52.
- [4] Carreras B A, Newman D E, Dobson I, Poole A B. Evidence for self-organized criticality in a time series of electric power system blackouts. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 51(9): 1733-1740.
- [5] 卢强. 我国电力系统灾变防治与经济运行的重大科学问题的研究项目介绍. 电力系统自动化, 2000, 24(1): 6.
- [6] 李兴源. 高压直流输电系统的运行与控制. 北京: 科学出版社, 1998.
- [7] 徐政. 交直流电力系统的动态行为分析. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [8] 韩祯祥, 曹一家. 电力系统的安全性及防治措施. 电网技术, 2004, 28(9): 1-6.
- [9] Wen J Y, Wu Q H, Turner D R, Cheng S J. Optimal coordinated voltage control for power system voltage stability. IEEE Transactions on Power Systems, 2004, 19(2): 1115-1122.
- [10] Akagi H. Large static converters for industry and utility applications. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(6), 976-983.
- [11] Povh D. Use of HVDC and FACTS. Proceedings of the IEEE, 2000, 88(2): 235-245.
- [12] Renz B A, Keri A, Mehraban A S, et al. AEP unified power flow controller performance. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(4): 1374-1381.
- [13] Bimal K. Bose, Energy, Environment, and Advances in Power Electronics, IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(4): 688-701.
- [14] 赵贺. 电力电子在电力系统中的应用—灵活交流输电系统. 北京: 中国电力出版社, 2001.
- [15] R. Mohan Mathur, Rajiv. Varma 著, 徐政译, 基于晶闸管的柔性交流输电控制装置. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [16] Muhammad H. Rashid, 陈建业等译. 电力电子技术手册, 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [17] 王兆安、张明勋. 电力电子设备设计 and 应用手册. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [18] 徐德鸿, 马浩, 汪植生. 电力电子技术. 北京: 科学出版社, 2006.
- [19] Muhammad H. Rashid, Power Electronics Circuits, Devices, and Applications (Third Edition)(影印版), 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [20] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, Power Electronics-Converters, Applications And Design(Third Edition)(影印版), 北京: 高等教育出版社, 北京: 2004.
- [21] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [22] 徐政, 卢强. 电力电子技术在电力系统中的应用. 电工技术学报, 2004, 8: 24-27.
- [23] 李可军, 赵建国. 一种可控串联补偿动态模拟实验装置. 电网技术, 2005, 15: 71-75.
- [24] R. Mienski, R. Pawelek, L. Wasiak, "Shunt compensation for power quality improvement using a STATCOM controller; modelling and simulation," IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 2004, 151(2): 274-280.
- [25] 刘文华, 梁旭, 姜齐荣, 等. 采用 GTO 逆变器的 $\pm 20\text{Mvar}$ STATCOM. 电力系统自动化, 2000, 24(23): 19-23.
- [26] 刘文华, 宋强, 滕乐天, 等. 基于链式逆变器的 50 MVA STATCOM 的直流电压平衡控制. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 145-150.
- [27] 魏文辉, 刘文华, 等. $\pm 50\text{Mvar}$ 链式 STSTCOM 稳态特性研究. 电力系统自动化, 2004, 28(3): 28-31.
- [28] 张洪涛, 宋强, 刘钟淇, 刘文华. $\pm 50\text{Mvar}$ 链式 STATCOM 的实时数字仿真. 电力系统自动化, 2006, 30(17): 19-23.
- [29] 姜旭, 肖湘宁, 赵洋. H 桥级联式 SSSC 阻抗补偿域及准稳态模型. 电工技术学报, 2007, 4: 136-143.
- [30] 尹项根, 程汉湘. 双三点式静止无功发生器的控制性能研究. 电力系统自动化, 2003, 27(7): 63-65.
- [31] Gyugyi. A Unified Power Flow Control Concept for Flexible AC Transmission Systems. IEE Proceedings - C, 1992, 139(4): 323-331.
- [32] 刘黎明, 康勇, 陈坚. 统一潮流控制器控制策略的研究与实现. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 114-119.
- [33] 彭方正, 房绪鹏, 高奇, 顾斌, 钱照明. 一种新型的 UPFC 拓扑. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(1): 56-61.
- [34] 王辉, 王耀南. 基于模糊自整定 PI 控制的 SSSC 潮流控制器研究. 电工技术学报, 2004, 19(7): 65-69.
- [35] 朱鹏程, 李勋, 康勇, 陈坚. 统一电能质量控制器控制策略研究. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 67-73.
- [36] 王兆安, 杨君, 刘进军, 王跃. 谐波抑制和无功功率补偿, 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [37] 蒋齐荣, 赵东元、陈建业. 有源电力滤波器—结构原理控制. 北京: 科学技术出版社, 2005.
- [38] Sangsum Kim and Prasad N. Enjeti. A New Hybrid Active Power Filter (APF) Topology. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(1): 4854.
- [39] 林海雪, 孙树勤. 电力网中的谐波. 北京: 中国电力出版社, 1998.
- [40] Guozhu Chen and Keyue M. Smedley, Steady-state and dynamic study of One-cycle Controlled three-phase Power Factor Correction, Industrial Electronics, 2005, IEEE Transactions, 52(2): 355-362.

- [41] Guozhu Chen, Yang Chen, Luis Felipe Sanchez, and Keyue M. Smedley, Unified power quality conditioner for distribution system without reference calculations, Proceeding of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004, 3:1201-1206.
- [42] Guozhu Chen, Yang Chen, Luis Felipe Sanchez, and Keyue M. Smedley, A Unified Voltage Quality Conditioner Without reference Calculation, Power Electronics Specialist, PESC2004 IEEE 35th Annual Conference, 2004, 6(June 20-25): 4251-4256.
- [43] Guozhu Chen, Yang Chen, and Keyue M. Smedley, Three-Phase Four-Leg Active Power Quality Conditioner without Compensation References Calculation, APEC2004 (IEEE, Applied Power Electronics), Feb. 2004(1): 587-593.
- [44] Chen Guozhu, Lu Zhengyu, Qian Zhaoming, A Novel Hybrid Active Power Filter with Two Passive Channels for High Power Application, Proceedings of IEEE PESC2001, CANADA, 2001, 6: 1889-1892.
- [45] 陈国柱、吕征宇、钱照明, 串联混合有源滤波器设计的几个关键问题的考虑, 电力系统自动化, 2000, 24(20): 49-53.
- [46] 陈国柱、吕征宇、钱照明, 有源电力滤波器的一般原理及应用, 中国电机工程学报, 2000, 9: 17-21.
- [47] 吕征宇、陈国柱、钱照明, 有限阻抗型混合有源电力滤波器的新检测方案, 电力系统自动化, 2001, 25(9): 31-34, 41.
- [48] Luis Felipe Sanchez; Yang Chen; Guozhu Chen, Member, IEEE, Keyue M. Smedley, A Unified Voltage Quality Conditioner For Wind Power Generation, Conference Record-IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), 2005: 579-584.
- [49] 钱志俊、仇志凌、陈国柱, 有源电能质量控制器的LCL滤波器设计与研究, 电力电子技术, 2007, 03: 6-8, 27.
- [50] 冯哲峰、杨恩星、陈国柱, 永磁直驱风力发电机的单位功率因数控制, 机电工程, 2007, 09: 70-73.
- [51] 韩龙飞、陈国柱, 一种新型低无功倒送的混有有源电力滤波器, 机电工程, 2007, 10: 39-42.
- [52] 陈国柱、吕征宇、钱照明, 50kVA变频调速器谐波的混合有源滤波, 电气传动, 2002(3): 31-35.
- [53] 韩祯祥, 电力系统分析, 杭州: 浙江大学出版社, 1993.
- [54] 杨杰、陈希英、邵健雄, 三峡水电站短路电流水平及限制措施分析, 电网技术, 1997, 21(7): 17-20.
- [55] Eddie M. Leung, Superconducting Fault Current Limiters, IEEE Power Engineering Review, August 2000: 15-18.
- [56] S. C. Mukhopadhyay, F. P. Dawson, M. Iwahara, et al. A Novel Compact Magnetic Current Limiter for Three Phase Applications, IEEE Transactions of Magnetics, 2000, 36(5): 3568-3570.
- [57] M. Iwahara, S. C. Mukhopadhyay, F. P. Dawson, et al. Development Passive Fault Current Limiter in Parallel Biasing Mode, IEEE Transactions on Magnetics, 1999, 35(5): 3523-3525.
- [58] S. C. Mukhopadhyay, F. P. Dawson, M. Iwahara, et al. Analysis, Design and experimental result for a passive current limiting device, IEE Proc. — Electr. Power Appl., 1999, 146(3): 309-316.
- [59] P. G. Slade, R. B. Voshall, J. Portet et al. The utility requirements for a distribution fault current limiter, IEEE Trans. on Power Delivery, 1992, 7(2): 507-513.
- [60] R. K. Smith, P. G. Slade, M. Sarkozi, et al. Solid State Distribution Current Limiter and Circuit Breaker, Application Requirements and Control Strategies, IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(3): 1155-1162.
- [61] S. Sugimoto, J. Kida, H. Arita, et al. Principle and Characteristics of a Fault Current Limiter with Series Compensation, IEEE Transactions on Power Delivery, 1996, 11(3): 842-847.
- [62] J. Czucha, T. Lipski, J. Zyborski, Hybrid Current Limiting Interrupting Device for 3-phase AC Application, IEE Trends in Distribution Switchgear, 10-12 November 1998, Conference Publication 459: 161-166.
- [63] 蔡永华、江道灼、吴兆麟, 新型固态限流器控制系统的研制, 电力系统自动化, 2004, 28(7): 62-66.
- [64] 蔡永华、江道灼、吴兆麟, 带旁路电感变压器耦合三相桥式固态限流器的控制策略研究, 继电器, 2003, 10: 9-12.
- [65] 郝志杰、江道灼、蔡永华, 新型固态故障限流器对电力系统暂态稳定性的影响, 电力系统自动化, 2004, 28(8): 50-56.
- [66] 贺家李、宋从矩, 电力系统继电保护原理, 3版, 北京: 中国电力出版社, 1994.
- [67] 刘华蕾、江道灼、陈刚、张鹏飞, 安装固态短路限流器后距离保护整定的改进方法, 电力系统自动化, 2006, 30(2): 90-95.
- [68] Shawn Henry, Thomas Baldwin, Michael Steurer, The Effects of Fast Switching Fault Current Limiter on Distance Protection, Proceedings of the 35th South-eastern Symposium on System Theory, 2003, March 16-18: 264-268.
- [69] 李继红、黄良宝、徐谦, 等, 一种降低短路电流水平的措施——母线分裂运行, 电力系统自动化, 2001, 14: 62-63.
- [70] 中西邦雄、张文民译, 现代高压电力断路器, 北京: 电力工业出版社, 1982.
- [71] 陈刚、江道灼、吕征宇、吴兆麟, 一种新型固态短路限流器拓扑及其控制策略, 电力系统自动化, 2004, 28(3): 32-38.
- [72] R. Strümpfer, J. Skindhj, J. Glatz-Reichenbach et al. Novel Medium Voltage Fault Current Limiter Based on Polymer PTC Resistors, IEEE Trans. on Power Delivery, 1999, 14(2): 425-430.
- [73] 贾要勤、杨仲庆、曹秉刚, 分布式可再生能源发电系统研究, 电力电子技术, 2005, 39(4): 1-4.
- [74] 伍小杰、柴建云、王祥珩, 变速恒频双馈风力发电系统交流励磁综述, 电力系统自动化, 2004, 28(23):

- 92-96.
- [75] 赵仁德, 贺益康, 黄科元, 卞松江. 变速恒频风力发电机用交流励磁电源的研究. 电工技术学报, 2004(6): 1-7.
- [76] 刘其辉, 贺益康, 赵仁德. 变速恒频风力发电系统最大风能追踪控制. 电力系统自动化, 2003, 27(6): 62-67.
- [77] 马洪飞, 徐殿国, 苗立杰. 几种变速恒频风力发电系统控制方案的对比分析. 电工技术杂志, 2000(10).
- [78] Zhiling Qiu, Guozhu Chen. Study and Design of Grid Connected Inverter for 2 MW Wind Turbine. The 2007 IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, 2007, 23-27 September; 165-170.
- [79] Enxing Yang, Guozhu Chen. Research on Direct-drive Wind Generation Power Converter Control without PMSG Parameters. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2007, 5-8; 2078-2091.
- [80] 赵争鸣, 刘建政, 孙晓瑛, 袁立强. 太阳能光伏发电及其应用. 北京: 科学技术出版社, 2005.
- [81] 袁春, 贾武元. 微型燃气轮发电系统中的电池能量存储. 能源工程, 2003, 6: 29-31.
- [82] 茆美琴, 余世杰等. 风光柴蓄复合发电及智能控制系统实验模拟. 太阳能学报, 2003: 18-21.
- [83] Fang Zheng Peng, Z-Source Inverter. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2003, 39(2): 504-510.
- [84] 彭方正. 变流技术在分布式发电和微电网上的应用. 变流技术与电力牵引, 2006, 2: 23-27.
- [85] 鲁宗相, 王彩霞, 阎勇等. 微电网研究综述. 电力系统自动化, 2007, 31(19): 100-107.
- [86] 盛鸥, 孔力, 齐智平等. 新型电网—微电网(Micro-Grid)研究综述. 继电器, 2007, 35(12): 75-81.

第12篇 电力电子电路/系统 建模及计算机仿真

主编单位：浙江大学

BCD 半导体制造有限公司

主 编：徐德鸿 赵 菁 吴 昕

编写人员：徐德鸿（浙江大学）

赵 菁（浙江大学）

吴 昕（BCD 半导体制造有限公司）

第1章 概述

电力电子器件是构成电力电子装置或系统的细胞,具体地讲,由电力电子器件和无源元件组成电力电子电路,电力电子电路与驱动、控制等再组成电力电子系统。此外,由于电力电子系统存在高频的开关切换,电力电子系统与外部世界发生作用,这种作用通过传导通路,或幅射的途径与其他系统发生耦合。因此可以看出,要全面描述一个电力电子系统需要考虑四个层面的特性,即器件、电路、系统、电磁兼容。这四个层面不是孤立的,而是存在相互作用和影响,因此电力电子系统是一个比较复杂的系统。模型方法是研究器件、电路、系统、电磁兼容的特性和它们之间相互关系的有效方法。有了模型,我们可以分析器件、电路、系统、电磁兼容的状况,并定量估计有关指标。本篇将重点介绍电力电子器件建模及电路仿真、电力电子系统静态、动态建模、电力电子系统电磁干扰仿真建模。

1 电力电子器件模型及电路仿真

电力电子器件模型主要有以下作用:

(1) 利用半导体物理的原理建立电力电子器件的微观模型,可以用来分析电力电子器件的静态特性和动态特性,指导电力电子器件结构和参数分布的设计。

(2) 器件的微观模型也可以嵌入电力电子电路,利用仿真平台,计算器件的损耗、电压、电流应力,评估器件吸收电路的性能。

(3) 微观模型较准确,但比较复杂。当分析电力电子系统的特性时,一般采用电力电子器件宏观模型。宏观模型抓住系统的主要特征,并具有简洁性的特点,且计算的效率高。

电力电子器件仿真模型可以分为以下两类:

(1) 器件微观模型。器件微观模型从器件内部的工作机理出发,基于器件的几何尺寸和半导体中杂质浓度的空间分布、少数载流子寿命以及载流子的迁移率等参数,利用半导体物理的基本方程,推导得到描述器件外部电压、电流之间关系的方程。器件微观模型是对器件的物理性能的比较精确的模型。

器件微观模型可用于指导半导体器件的设计和某些对电路模拟精度要求很高的场合。但器件微观模型比较复杂,存在计算量大的问题。

(2) 器件宏观模型。器件宏观模型从器件端口的外部输入输出特性出发,按照“黑箱”方法,以反映器件最重要的外部特性为目的。器件宏观模型虽然也考虑到器件的工作机理,但在模型中较少含有与器件物理结构有关的参数。一般通过实验,获得反应器件外部特性的一组数据,通过引入一组宏参数反映物理效应,如器件的放大系数、跨导、输入输出阻抗,从而建立一组反应输入输出特性的方程式或等效电路。

器件宏观模型比较简洁,抓住器件最关键的特性。器件宏观模型参数通常可以从产品手册或实验测量得到。由于器件宏观模型足够精确地反映器件的外部特性,又比较简洁,所以在电力电子电路或系统的分析、设计中获得广

泛应用。

2 电力电子系统的模型

电力电子系统的模型主要用途有两个:

(1) 分析、评估一个电力电子系统的性能,包括静态特性、动态特性等。

(2) 为了使电力电子系统满足技术指标的要求,需要优化设计控制环路和控制器。

电力电子系统的建模方法主要有三种,即仿真法、实验法、解析法。

1) 仿真法。利用仿真工具建立电力电子系统的模型,然后通过大量的仿真计算、分析,了解电力电子系统的静态特性和动态特性。在此基础上,不断地调整控制器的结构和参数,直到满意为止。仿真法的优点是不需要进行复杂的数学推导,上手快,分析系统特性很有效。缺点是系统设计采取的是试凑法策略,具有一定的盲目性。

2) 实验法。利用网络频谱仪等设备实验测量电力电子系统的幅频特性和相频特性,从而获得被测系统的特性。然后再基于控制理论知识设计控制环路。实验法的特点是不需要进行复杂的数学推导,对于建模困难的电力电子系统,更凸现实验法的有效性。实验法获得的测量结果有时对所加的扰动量的幅值具有一定的敏感性,因此实验法最好与其他两种方法结合起来使用。

3) 解析法。利用电路理论的知识,建立电路的动态方程,通过状态空间平均和线性化处理,获得反映电力电子系统动态性能的一组方程式或等效电路,最终可以推导出描述系统行为的传递函数。解析法得到的模型可以明显地反映出电路参数对系统特性的影响,并且可以很方便地应用控制理论知识,进行控制环路的设计。当然,解析法需要进行数学推导,好在前人已作了大量的推导工作,完成了许多常用电力电子电路解析模型的推导。

电力电子装置需要满足静态指标和动态指标的要求。如直流开关电源、逆变电源、UPS等通常需要满足如下指标要求:电源调整率、输出调整率、输出电压的精度、纹波、动态性能、变换效率、功率密度、并联模块的不均流度、功率因数和EMC。这些技术指标可以分成两类,分别与主回路设计和系统控制设计相关联。变换效率、功率密度、纹波等技术指标主要与主回路设计有关,如主回路拓扑、磁设计、热设计、功率元件驱动等有关。电源调整率、输出调整率、输出电压的精度、动态性能、并联模块的不均流度等指标主要与系统控制设计有关。主回路设计与系统控制设计就如汽车的左、右轮,同等重要。要设计出高品质的电源,不仅需要精心设计主回路,也需要有一个良好的系统控制设计。电源系统典型的指标有输出调整率,输出调整率又分为电源调整率和负载调整率。电源调整率是指电网输入电压波动对电源输出的影响;负载调整率是指负载变化对电源输出的影响。

如图12.1-1所示为一个通信基础电源的系统框图,由前级功率因数校正AC/DC变流器(PFC)和DC/DC变流器

构成。前级功率因数校正 AC/DC 变流器实现输入的功率因数校正, 后级 DC/DC 变流器实现电隔离, 同时实现高精度的输出。这里分别对前级功率因数校正 AC/DC 变流器和后级 DC/DC 变流器引入了反馈控制。功率因数校正单元包含一个电压环和一个电流环, 外环为电压环, 内环为电流环。电压环用于保证功率因数校正单元输出直流电压的稳定, 即为后级 DC/DC 变流器提供稳定的电压输入; 电流环用于保证功率因数校正单元输入电流跟踪输入电网电压变化, 使输

入电流近似为一个正弦波, 以实现通信基础电源输入功率因数为 1 的目标。DC/DC 变流器也由一个电压外环和一个电流内环组成。电压外环用于稳定输出电压, 电流内环具有限制输出电流和改善动态性能的作用。另外, 引入反馈控制有利于抑制电网输入电压波动对直流开关电源输出的影响, 即反馈控制可以提高电源调整率; 引入反馈控制也有利于抑制负载变化对直流开关电源输出的影响, 即反馈控制可以提高负载调整率。

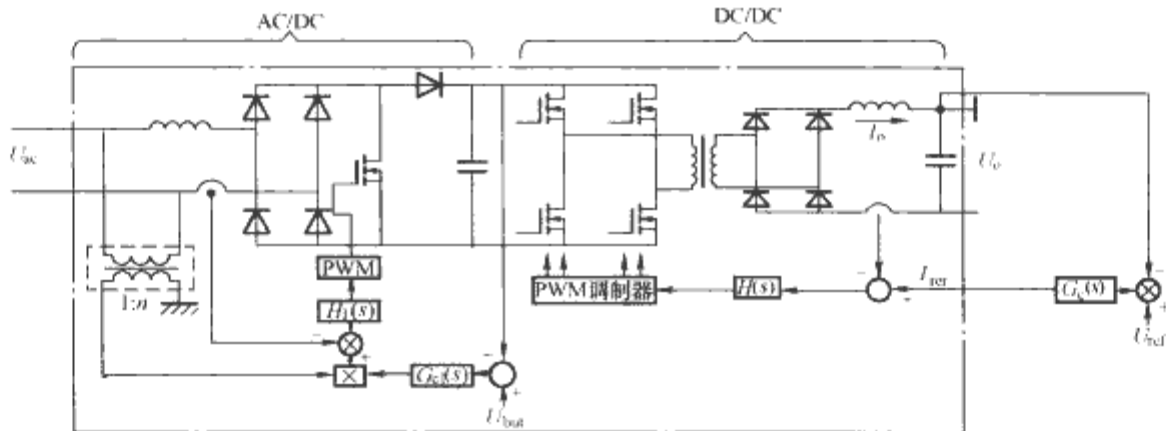


图 12.1-1 通信基础电源的系统框图

为了使电力电子系统达到所需的静态和动态指标, 一般需要引入反馈控制。自动控制理论是我们进行反馈控制设计的有效工具。自动控制理论中关于控制器或补偿网络设计的主要工具包括频域法和根轨迹法。但它们只适用于线性系统。由于电力电子系统中包含功率开关器件或二极管等非线性元件, 因此电力电子系统是一个非线性系统。为了进行控制器或补偿网络设计, 需要建立电力电子系统的线性化动态模型。

3 电力电子系统电磁干扰仿真模型

电力电子装置中由于半导体功率器件的开关切换, 使电流、电压快速上升或下降, 从而引起电磁干扰。开关切换使的电流、电压波形的上升或下降沿包含丰富的高频谱波分量, 它们对周围的电气、电子设备或者电网中的设备可能造成干扰。

电磁干扰可以分为两种:

(1) 传导干扰: 指通过导线或电源传递至附近设备的电磁干扰。传导干扰又可分为差模干扰和共模干扰。差模干扰不通过接地线, 而通过输入电源线传输, 并能够通过输入电源线路测量, 如图 12.1-2。共模干扰只能通过从接地线到一条输入电源线测量得到, 噪声电流实际上由接地导线流出。

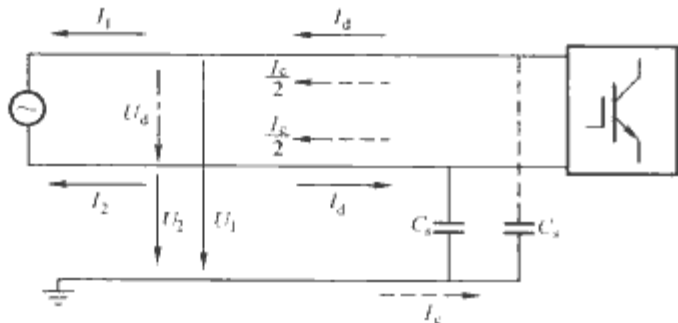


图 12.1-2 差模干扰与共模干扰

(2) 辐射干扰: 指通过空间传播至附近设备的电磁干扰。

在检测机构, 要同时检测电力电子装置辐射噪声和传导噪声。辐射噪声的检测是在离产品一个特定距离的地方放置一个校准天线和接收器, 并在吉赫(GHz)区域内画出频谱。传导噪声测量需要在输入工频电源和被检测设备的电源输入

线之间安装标准阻抗网络(LISN)。图 12.1-3 为 CISPR 标准推荐的干扰测试电路。

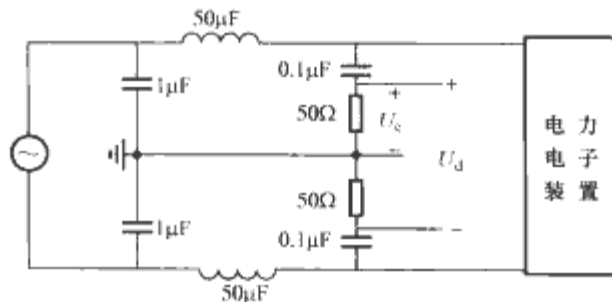


图 12.1-3 CISPR 标准推荐的干扰测试电路

国际上有许多关于电磁兼容的标准, 如 CISPR、IEC、VDE、FCC, 它们规定了传导干扰的上限值。我国是 IEC 的成员, 相应地制定了电磁兼容的国家标准。图 12.1-4 给了 CISPR、FCC 的传导干扰上限值的标准。中国国家技术监督局于 1999 年 10 月 8 日以质技监局认发(1999)223 号文发布了《电磁兼容认证管理办法》。

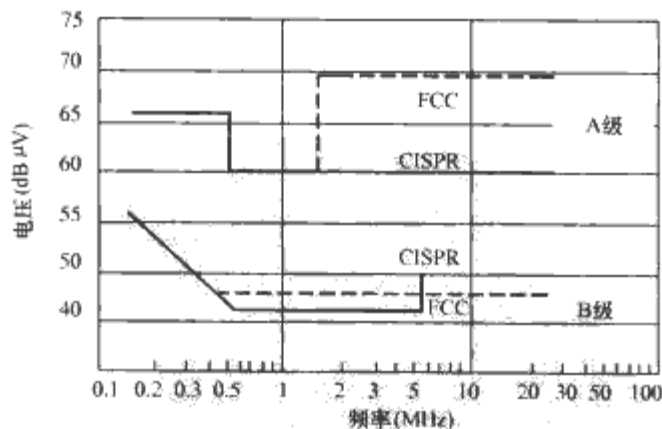


图 12.1-4 电磁兼容的标准

任何电磁干扰的发生都包含了干扰源、耦合通道和敏感设备三个基本要素。因此, 正确建立这三者的数学模型是实现电磁干扰预测的关键。通过电磁干扰仿真模型可以对电力电子系统的电磁兼容程度进行分析、评估、预测, 发现系统中电磁兼容的薄弱环节, 为电磁兼容设计提供科学、合理的依据。

第2章 电力电子器件建模及电路仿真

电力电子电路一般由电力电子器件和无源元件组成,无源元件包括电容、电感、电阻等,电力电子器件包括二极管、晶体管、MOSFET、IGBT、GTO等。计算机仿真是分析、设计、评估电力电子电路及系统十分有效的方法,近年来获得广泛应用。在建立电力电子电路或系统的计算机仿真模型时,除需要有无源元件的模型外,还需要电力电子器件的模型。

电力电子器件仿真模型主要可以分为三个层次的模型。

(1) 基于物理结构的微观模型。基于物理结构的微观模型利用描述半导体器件电特性的物理方程,如决定静电势的二维泊松方程、决定电子和空穴浓度的电流连续方程和电流密度方程,构建器件的输入输出特性与内部物理结构和参数的关系,最终导出器件模型。微观模型中的参数一般为器件的几何尺寸和半导体的物理参数,包括杂质浓度的空间分布、少数载流子寿命以及载流子的迁移率等。由于这种模型考虑到影响器件工作时电学方面的所有主要效应,所以其精确度较高,同时也较复杂,计算量大。微观模型一般用于分析半导体器件特性,或对电路模拟精度要求较高的场合。

(2) 基于端口特性的宏观模型。该类模型一般基于“黑箱”原理,从器件工作的输入输出特性出发,建立等效的电路模型。宏观模型中的参数较少采用器件物理结构参数,一般引入放大系数、跨导、输入输出阻抗参数来反映物理效应。宏观模型参数数目少,比较直观并易于理解。宏观模型参数通常可以通过产品手册或测量获得。宏观模型由于既能够足够精确地反映器件外部特性,又相对简单,所以在电力电子电路及系统的仿真中应用得比较普遍。

(3) 组合模型。组合模型是利用已有的半导体器件仿真模型、无源器件模型等,根据所研究器件的物理规律,组成一个新的半导体器件模型。

在介绍电力电子器件的模型方法前,下面首先介绍电力电子器件的基本特性,包括器件静态特性和动态特性以及相关的参数。

1 电力电子器件基本特性

1.1 功率二极管

功率二极管是由一个面积较大的PN结和两端引线,以及封装组成的。由于功率二极管流过很大的电流,其中对引线、焊接电阻压降等都有明显的影响;同时为了提高耐压,掺杂浓度低也造成压降较大。这些都造成其特性与普通PN结有较大的差异。

1.1.1 工作原理

PN结具有单向导电功能,即整流效应。当外加电场与内建电场方向一致时,漂移运动就加强,扩散运动被基本抑制,二极管的反向电流会很小。外加电场与内建电场方向相反时,将减弱对扩散电流的遏制作用,大量的扩散电流将源源不断地通过PN结。

1.1.2 伏安特性

功率二极管一般采用P-I-N结构,利用功率二极管长基

区的电导调制效应,使得在正向电流较大时仍可以获得低的电压降。电导调制效应是二极管建模时需要考虑的一个重要因素。当二极管施加反向电压时,只有少数载流子引起的微小且数值恒定的反向漏电流。

1.1.3 开关特性

二极管存在寄生电容,包括结电容和扩散电容。二极管正向导电时,在寄生电容上充有一定的电荷。如果外加电压反向,要使二极管从正向导电变成反向截止状态,需要经历一定的时间延迟,通常称为反向恢复过程。首先正向电流下降到零,并不能立即截止,然后结电容电荷还需要一定的恢复时间,要等全部电荷被复合,二极管才能恢复截止状态。二极管反向恢复期间,二极管电流与电压变化关系如图12.2-1所示。反向恢复时间限制了二极管的开关速度。

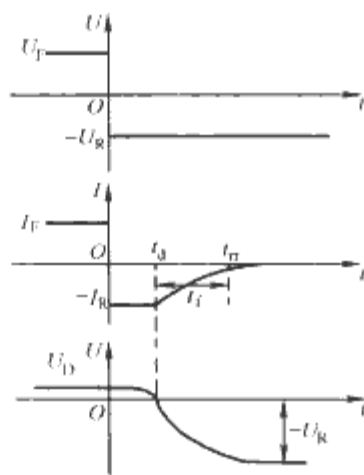


图12.2-1 功率二极管开关工作过程电压和电流波形

如果二极管已经稳定于反向偏置状态,此时势垒电容中充有一定电荷。当突然加正向电压时,必须先将势垒电容中的电荷放掉,二极管的PN结才能变为正向偏置,且只有当正向电压上升到门槛电压 U_T 以上时,PN结才会有正向电流流过,即存在正向恢复过程。正向恢复时间同样也限制了正向电流上升速率和开关速度。

1.2 功率场效应晶体管

功率金属—氧化物—半导体场效应晶体管(Power metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor),俗称功率场效应晶体管或功率MOSFET,它是从用于信号处理的MOSFET晶体管基础上发展起来的,是基于单极型工作原理的电压控制器件,具有驱动功率小,速度快,无二次击穿,安全工作区宽等优点。

1.2.1 工作原理

为了提高器件的耐压和降低导通损耗,MOSFET采用了垂直结构。MOSFET器件的栅极上加正向电压,在栅极下方的P型半导体表面的载流子发生反型,形成N型导电沟道。器件的阈值电压就是栅极表面出现反型层时的栅极电压。当栅极电压超过阈值电压不多时,提高漏极电压能迅速增加漏极电流,但达到一定数值时,器件会出现沟道夹断的现象。一旦沟道被夹断,漏极电流就被限制而不能进一步上升。

1.2.2 静态特性

静态特性主要是指功率MOSFET的输出特性和转移特性。

(1) 输出特性。N沟道MOSFET中,当栅源电压 U_{GS}

为负值,或 U_{GS} 为正但数值不够大时,栅极下面的 P 型体区表面呈现耗尽状态, MOSFET 处于截止状态区。只有当 U_{GS} 达到或超过强反型条件时,栅极下面的 P 型体区表面才会发生反型,使器件进入导通状态。如图 12.2-2 所示,漏极电流 I_D 受栅源电压 U_{GS} 控制。器件的通态电阻值随栅极电压的上升而下降。当 U_{DS} 较大后, U_{DS} 继续增加,但 I_D 增加缓慢,进入饱和区。

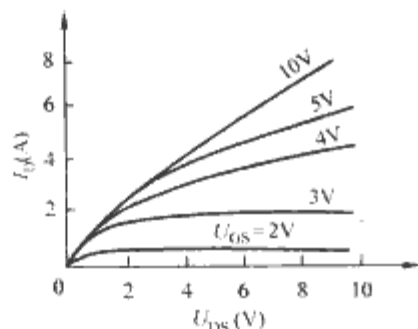


图 12.2-2 功率 MOSFET 的输出特性

(2) 转移特性。转移特性表示功率 MOSFET 的输入栅源电压 U_{GS} 与输出漏极电流 I_D 之间的关系。

1.2.3 动态特性

功率 MOSFET 作为开关工作,由于其中没有少子参与导电,其开关切换速度很快,通常在亚微秒数量级。功率 MOSFET 在电阻性负载下的开关过程如图 12.2-3 所示。

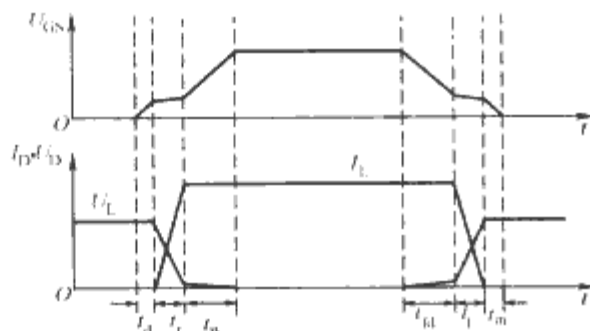


图 12.2-3 功率 MOSFET 开关波形

功率 MOSFET 的极间电容对开关过程有直接影响。

1.3 门极可关断晶闸管

门极可关断晶闸管 (Gate Turn Off Thyristor, GTO) 是晶闸管的一种派生器件,因此它具有晶闸管的全部优点,如耐压高,电流大,耐浪涌能力强。此外还具有自关断能力,是目前容量最大的可控电力电子器件。

1.3.1 结构与工作原理

GTO 的基本结构是垂直状的晶闸管元胞在硅平面上并联工作,和晶闸管一样,也是由 PNP 四层半导体、三个 PN 结构成的结型器件,其等效电路和图形符号如图 12.2-4 所示。

(1) 开通原理。当阳极加正向电压,门极同时加正触发信号时, GTO 导通,这是一个正反馈的过程。当流入的门极电流 I_G 足以使 NPN 的发射极电流增加,进而使 PNP 晶

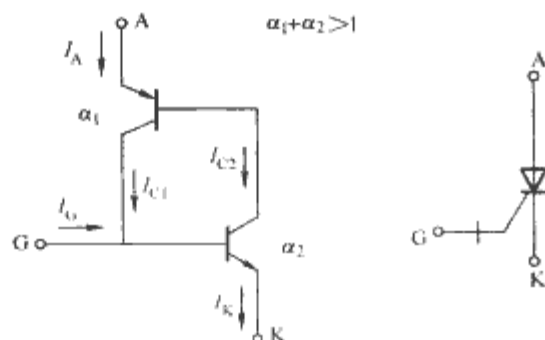


图 12.2-4 GTO 等效电路和图形符号

体管的发射极电流也增加时, α_1 和 α_2 也增大。当 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 之后,两个晶体管均饱和导通, GTO 完成开通过程。所以 GTO 开通的必要条件是

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1$$

(2) 关断原理。GTO 开通后可在适当外部条件下关断。GTO 门极施加负的触发信号,晶体管 PNP 的集电结电流 I_{C1} 被抽出形成门极负电流 $-I_G$,此时 NPN 晶体管的基极电流减小,进而使 I_{C2} 减小,于是引起 I_{C1} 的进一步下降,如此循环,最终导致 GTO 的阳极电流消失而关断。

1.3.2 静态特性

当外加电压超过正向转折电压 U_{DRM} 时, GTO 正向导通;若外加反向电压超过反向击穿电压 U_{RRM} ,则发生雪崩击穿。GTO 的通态压降随着阳极通态电流的增加而增加。

1.3.3 动态特性

GTO 的动态特性包括从断态到通态、从通态到断态转变过程中的电压电流变化规律。

(1) 开通特性。GTO 开通特性如图 12.2-5 所示。

当阳极施加正电压,门极注入一定电流时,阳极电流大于擎住电流之后, GTO 即完全开通。开通过程分为延迟和上升两个阶段,对应的时间分别为 t_d 和 t_r ,开通时间 $t_{on} = t_d + t_r$ 。

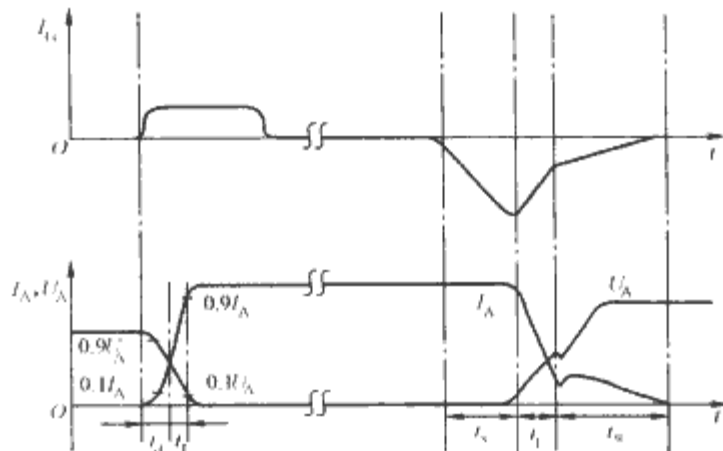


图 12.2-5 GTO 的开关工作波形

(2) 关断特性。GTO 的门极加适当的负脉冲即可关断阳极电流。关断过程包括三个阶段:存储阶段 t_s 、下降阶段 t_f 、尾部电流阶段 t_{tr} 。

1.4 绝缘栅双极晶体管

绝缘栅双极型晶体管 (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT), 是功率场效应晶体管与双极型晶体管所形成的复合器件,具有输入阻抗高,工作速度快,通态压降低,阻断电压高,承受电流大等优点。

1.4.1 结构和工作原理

IGBT 在功率 MOSFET 基础上增加了一层与沟道性质相反的半导体——P⁺ 层发射极,形成 PN 结,并由此引出漏极,栅极和源极与功率 MOSFET 相似。正是由于这个 PN 结,使器件导通时在漏极端形成了少子的大注入,使器件承受阻断电压的部分在开通时因电导调制效应而具有比较低的电压降。

IGBT 是以厚基区 BJT 为主导器件,以 MOSFET 为驱动器件的复合结构器件。BJT 和 MOSFET 以达林顿结构连接,其等效电路和图形符号如图 12.2-6 所示。

1.4.2 静态特性

(1) 输出特性。IGBT 的静态输出特性类似于功率 MOSFET 的输出特性,分为可变电阻区、饱和区和截止区三个部分,输出电流 I_C 由栅极—源极电压 U_{GE} 控制, U_{GE} 越大,

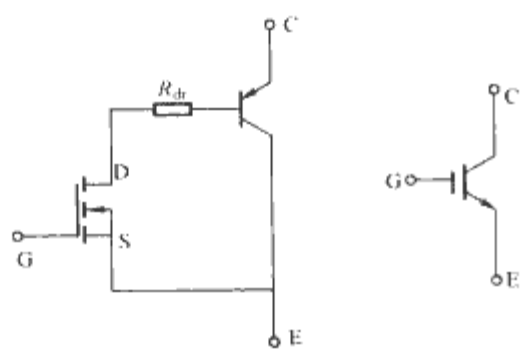


图 12.2-6 N 沟道 IGBT 等效电路和图形符号
输出电流 I_C 越大。

(2)转移特性。IGBT 的转移特性与功率 MOSFET 相同，在大部分集电极电流范围内， I_C 与 U_{GE} 为线性关系。当 U_{GE} 接近阈值电压 U_T 时则呈非线性关系，此时集电极电流很小。当 U_{GE} 小于 U_T 时，IGBT 处于关断状态。

1.4.3 动态特性

IGBT 开通过程分为 MOSFET 和晶体管两部分开通，如图 12.2-7 所示。MOSFET 部分开关速度很高，其开通时将立即形成多子电流，器件在厚基区会产生显著的压降，这一过程时间为亚微秒数量级。随后，电子电流将引起器件集电极一侧 P^+N^- 的空穴向厚基区反向注入，大注入载流子使器件的压降逐渐降低到稳定的低水平，这一过程时间为微秒数量级。由于厚基区的载流子再分布需要一定的扩散时间，IGBT 的开关工作频率通常在数十千赫以内。

IGBT 关断过程如图 12.2-8 所示。其中，关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 和集电极电压上升时间 t_{rv} ，由 IGBT 中的 MOSFET 决定。电流下降阶段分为 t_{f1} 和 t_{f2} 两部分。 t_{f1} 由 MOSFET 决定，对应于 MOSFET 的关断， t_{f2} 由 PNP 晶体管中存储的过剩载流子决定。

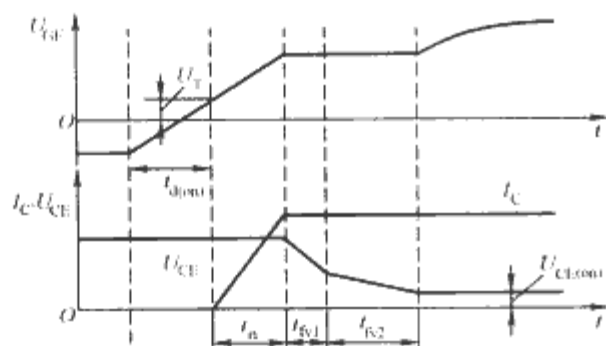


图 12.2-7 IGBT 开通波形

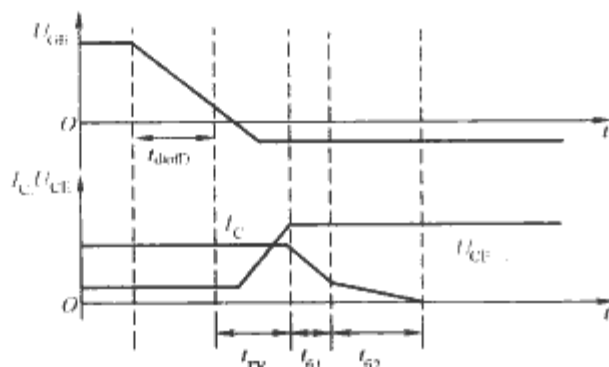


图 12.2-8 IGBT 的关断波形

1.5 集成门极换流可关断晶闸管

集成门极换流可关断晶闸管又称集成门极换流晶闸管 (Integrated Gate Commutated Thyristor, IGCT)，是 ABB 公司推出的新型半导体功率开关器件，它是做了重大改进的 GTO，将 GTO 芯片与反并联二极管以及门极驱动电路集成在一起，再与其门极驱动器在外围以低电感方式连接。IGCT 结合了晶体管和晶闸管两种器件的优点，即晶体管的

强关断能力和晶闸管的低通态损耗，在导通期间发挥晶闸管的性能，关断阶段呈类似晶体管的特性。IGCT 具有电流大、电压高、开关频率高、可靠性高、结构紧凑、损耗低的特点。

1.5.1 IGCT 基本结构

IGCT 主要由主开关器件 GCT 和硬门极驱动电路集成。GCT 是 IGCT 的核心器件，它由 GTO 演变而来，对 GTO 的结构进行重大改进，引入了缓冲层、透明阳极和逆导结构。

(1)缓冲层结构。IGCT 采用基区穿通型设计，在 N^-P^+ 层之间引入 N^+ 缓冲层，并降低 N^- 区的掺杂浓度。

(2)透明阳极。IGCT 采用了很薄的阳极发射区，关断期间阳极电压一旦建立，电子便能通过发射极排出，此时不需要采用阳极短路就可以限制 PNP 晶体管的发射效率和增益。

(3)逆导结构。IGCT 在主开关 GCT 的单片上集成了一个反并联续流二极管。采用 PNP 结构将二极管和 GCT 的阻断结隔离。

(4)门极驱动的集成。IGCT 采用新的封装技术，将门极驱动和 GCT 集成，以便降低线路电感。

1.5.2 IGCT 基本工作原理

在导通状态下的 GCT 是一个像 SCR 或 GTO 一样的正反馈晶闸管开关，其特点是携带电流能力强，通态压降低；在阻断状态，GCT 的门-阴极 PN 结提前进入反向偏置，并有效地退出工作，整个器件呈晶体管方式工作。IGCT 在这两种状态下的等效电路如图 12.2-9 所示。

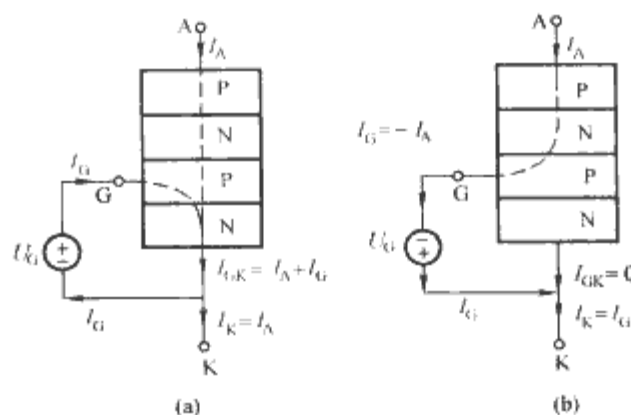


图 12.2-9 IGCT 导通状态和阻断状态的等效电路
(a)导通状态；(b)阻断状态

2 电力电子器件的物理模型

2.1 功率二极管

功率二极管一般为 P-I-N 结构， N^- 区的过剩载流子浓度分布的形成和消散过程，从电荷的角度说就是存储电荷的形成和抽取，是决定功率二极管开关瞬态特性的关键，也是功率二极管建模主要考虑的因素。

假定工作在大注入条件下，建模对象是 P-I-N 结构的功率二极管。

2.1.1 模型描述

(1)反向恢复。图 12.2-10 是 P-I-N 功率二极管正向导通时载流子电荷的分布。按照集总电荷的方法，中间区 (G-region) 的电荷分布分配到四个电荷存储结点上。假设空穴和电子迁移率相等，则电荷的分布在 P^+ 和 N^+ 两边是对称的，只需要分析其中的一半，即图中标出的 q_1 和 q_2 。

图 12.2-10 中左边结点的总电荷为

$$q_1 = qA\delta p_1 \quad q_2 = qAdp_2 \quad (12.2-2)$$

式中: q 为单位电子电荷; A 为结面积; p_1 和 p_2 分别为与 q_1 和 q_2 相对应的平均空穴浓度。

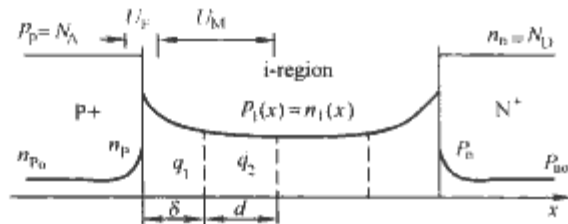


图 12.2-10 功率二极管正向导通时的电荷分布图

功率二极管反偏时, 电荷 q_1 会首先耗尽, 即 $\delta \rightarrow 0$ 时,

$q_1 \rightarrow 0$ 。令 $q_0 = qAdp_1$, $t_{12} = \frac{d^2}{4D_a}$, 根据双极扩散方程, 两个结点之间的电流 i_M 为

$$i_M(t) = -2qAD_a \frac{dp}{dx} = \frac{2qAD_a(p_1 - p_2)}{\frac{\delta}{2} + \frac{d}{2}} \bigg|_{\delta \rightarrow 0}$$

$$= \frac{qAd(p_1 - p_2)}{\frac{d^2}{4D_a}} = \frac{q_0 - q_2}{t_{12}} \quad (12.2-3)$$

式中: $t_{12} = \frac{d^2}{4D_a}$ 为近似表示穿过 q_2 对应区域的渡越时间; D_a 为双极扩散系数。

对 q_2 而言, 电荷控制连续方程为

$$\frac{dq_2}{dt} + \frac{q_2}{\tau} - \frac{q_0 - q_2}{2t_{12}} = 0 \quad (12.2-4)$$

q_0 实际上表示的是 P^+i 结的电荷注入水平, 与 P^+i 结的电压 U_E 有关

$$q_0 = I_{S0} \tau \left[\exp\left(\frac{U_E}{U_T}\right) - 1 \right] \quad (12.2-5)$$

式中: I_{S0} 表示功率二极管饱和电流; U_T 热电压。

式(12.2-3)、式(12.2-4)和式(12.2-5)是包括反向恢复过程的集总电荷模型的完整方程。

(2) 正向恢复。当功率二极管迅速从截止状态转换到导通状态的时候, 会产生正向恢复。在状态切换的瞬间, 因为中间区初始电导率很低, 二极管上建立起很大的正向电压。随着注入的载流子浓度的增加, 加在中间区上的电压很快下降为稳态时二极管的正向压降。

$$U_M = \frac{2U_T t_{12} R_{M0} i}{q_2 R_{M0} + 2U_T t_{12}} \quad (12.2-6)$$

式中: i 为通过中间区的总电流; U_M 为一半的中间区上的电压; R_{M0} 为中间基区电阻。

(3) 端区复合。大注入水平条件下, 端区复合效应应用下面的表达式来表示

$$i_E = I_{SE} \left[\exp\left(\frac{2U_E}{U_T}\right) - 1 \right] \quad (12.2-7)$$

其中的常数 I_{SE} 为

$$I_{SE} = \frac{qA L_p N_A}{\tau_p} \exp\left(-\frac{2\phi_B}{U_T}\right) \quad (12.2-8)$$

(4) 完善的模型。为了得到完善的模型, 还需要考虑接触电阻和结电容, 如图 12.2-11 所示。总的 PN 结电压为 $2U_E$, 则功率二极管的结电容为(其中, C_{j0} 是零偏结电容)



图 12.2-11 功率二极管接触电阻等效电路

$$C_j = \begin{cases} \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{2U_E}{\phi_B}\right)^m}, & 2U_E < \frac{\phi_B}{2} \\ \frac{m}{\phi_B} \frac{C_{j0}(2U_E)}{\left(\frac{1}{2}\right)^{m+1}} - (m-1) \frac{C_{j0}}{\left(\frac{1}{2}\right)^m}, & 2U_E > \frac{\phi_B}{2} \end{cases} \quad (12.2-9)$$

2.1.2 模型参数

根据前面对功率二极管微观物理模型的分析可知, 有 9 个模型参数需要提取: τ , t_{12} , I_{S0} , R_{M0} , I_{SE} , R_S , C_{j0} , ϕ_B , m 。参数提取过程可参考相关的文献。

2.2 绝缘栅双极晶体管 IGBT

Hefner 模型是一种比较典型的 IGBT 器件的微观物理模型, 在 Saber、PSpice 等仿真软件中已经实现的较为成熟和完善。

2.2.1 IGBT 的静态模型

Hefner IGBT 模型中用一系列的参数方程来表示 IGBT 中的 BJT 的发射极、基极电流、载流子浓度和射-基电压。MOSFET 部分的简单模型和双极性传输方程联立, 来描述 IGBT 的通态电流电压特性。双极性传输方程的参考直角坐标系如图 12.2-12 所示。

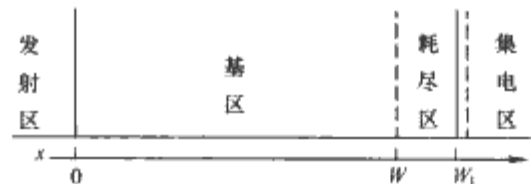


图 12.2-12 参考坐标系

(1) 过加载流子浓度。在正偏工作条件下, BJT 的集电极-基极结是反偏的, 它的耗尽层宽度为

$$W_{bcj} = \sqrt{2\epsilon_i (U_{bc} + U_{bi}) / qN_B} \quad (12.2-10)$$

准中性基区的宽度为

$$W = W_B - W_{bcj} \quad (12.2-11)$$

则在稳态时 $\partial \delta p / \partial t = 0$, 求解双极性扩散方程并得到过加载流子浓度为

$$\delta p(x) = P_0 \frac{\sinh[(W-x)/L]}{\sinh(W/L)} \quad (12.2-12)$$

基区载流子总电荷

$$Q = qA \int_0^W \delta p(x) dx = qP_0 AL \tanh\left(\frac{W}{2L}\right) \quad (12.2-13)$$

式中: P_0 为模型参数, 作中间变量; N_B 为基区掺杂浓度; ϵ_{Si} 为硅介电常数; U_{bi} 为内建结电势。

(2) 集电极和基极电流。

$$I_B = I_n(W) = \frac{P_0^2 I_{Soc}}{n_i^2} + \frac{qP_0 AD}{L} \times \left\{ \cosh\left(\frac{W}{L}\right) - \frac{\cosh[(W-x)/L]}{\sinh(W/L)} \bigg|_{x=W} \right\}$$

$$= \frac{P_0^2 I_{Soc}}{n_i^2} + \frac{qP_0 AD}{L} \times \left[\cosh\left(\frac{W}{L}\right) - \frac{1}{\sinh(W/L)} \right] \quad (12.2-14)$$

$$I_c = I_p(W) = \frac{P_0^2 I_{Soc}}{n_i^2} + \frac{qP_0 AD}{L} \times \left\{ \frac{\cosh(W/L)}{b} - \frac{\cosh[(W-x)/L]}{\sinh(W/L)} \bigg|_{x=W} \right\}$$

$$= \frac{P_0^2 I_{Soc}}{n_i^2} + \frac{qP_0 AD}{L} \times \left[\frac{\cosh(W/L)}{b} - \frac{1}{\sinh(W/L)} \right] \quad (12.2-15)$$

式中: I_{Sne} 为射极电子饱和电流; n_i 为本征载流子浓度; A 为器件有效面积。

IGBT 的总电流 $I_T = I_B + I_C$ 。

(3) 发射极—基极结电压方程。基极定义为 BJT 的集电极边缘。发射极—基极结电压方程为

$$U_{eb} \approx \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{P_0^2}{n_i^2} \right) + \frac{I_T \times W}{\left(1 + \frac{1}{b}\right) \mu_n A q n_{eff}} - \frac{D}{\mu_n} \times \ln \frac{P_0 + N_B}{N_B} \quad (12.2.16)$$

其中, n_{eff} 为基区有效掺杂浓度

$$n_{eff} = \frac{\frac{W}{2L} \sqrt{N_B^2 + P_0} \operatorname{csch}^2(W/L)}{\operatorname{arctanh} \left[\frac{\sqrt{N_B^2 + P_0} \operatorname{csch}^2 \frac{W}{L} \tanh \frac{W}{2L}}{N_B^2 + P_0 \operatorname{csch} \frac{W}{L} \tanh \frac{W}{2L}} \right]} \quad (12.2.17)$$

(4) IGBT 中 MOSFET 的模型分析。

$$I_{mos} = \begin{cases} 0 & U_{gs} < U_t \\ K_p \left[(U_{gs} - U_t) U_{ds} - \frac{1}{2} U_{ds}^2 \right] & 0 < U_{ds} < U_{gs} - U_t \\ \frac{K_p}{2} (U_{gs} - U_t)^2 & U_{ds} \geq U_{gs} - U_t \end{cases} \quad (12.2.18)$$

2.2.2 IGBT 的瞬态模型

(1) 过剩载流子瞬态分布。在移动的边界条件下, NQS 瞬态载流子分布为

$$\delta p(x) = P_0 \left[1 - \frac{x}{W} \right] - \frac{P_0}{WD} \left[\frac{x^2}{2} - \frac{Wx}{6} - \frac{x^3}{3W} \right] \frac{dW}{dt} \quad (12.2.19)$$

总的基区过剩载流子电荷瞬时值为

$$Q = \frac{qP_0AW}{2} \quad (12.2.20)$$

(2) NQS 瞬态集电极电流。NQS 瞬态集电极电流为

$$I_C = I_p(x=W) = \left(1 + \frac{1}{b}\right) I_T + \left(\frac{b}{1+b}\right) \frac{4D_p}{W^2} Q - \frac{Q}{3W} \frac{dW}{dt} \quad (12.2.21)$$

式中: 遵照 12.2.12, $I_p(X=W)$ 表示当 $X=W$, 即基区边界处的空穴电流。

(3) MOSFET 输入特性。

IGBT 中 MOSFET 和 BJT 等效电路在 IGBT 的结构示意图上的表示见图 12.2-13。MOSFET 部分的栅源电容 C_{gs} 为源极覆盖的栅极氧化层电容 C_{oxs} 和源极合金电容 C_m 之和。

栅漏反馈电容(密勒电容) C_{gd} 表达式为

$$C_{gd} = \begin{cases} C_{oxd} & \text{当 } U_{ds} \leq U_{gs} - U_{Td} \\ C_{oxd} C_{gdl} / (C_{oxd} + C_{gdl}) & \text{当 } U_{ds} > U_{gs} - U_{Td} \end{cases} \quad (12.2.22)$$

式中: C_{gdl} 为栅漏覆盖耗尽层电容; C_{oxd} 为栅漏覆盖栅极氧化层电容; U_{Td} 为栅漏覆盖耗尽层阈值电压。

栅漏覆盖耗尽层电容 C_{gdl} 和漏源耗尽层电容 C_{sdl} 均为电压控制电容, 关系式为

$$C_{gdl} = A_{gd} \epsilon_{si} / W_{gdl} \quad (12.2.23)$$

$$C_{sdl} = (A - A_{gd}) \epsilon_{si} / W_{sdl} \quad (12.2.24)$$

$$W_{gdl} = \sqrt{2\epsilon_{si} (U_{ds} - U_{gs} + U_{Td}) / (qN_B)} \quad (12.2.25)$$

$$W_{sdl} = \sqrt{2\epsilon_{si} (U_{ds} + 0.6) / (qN_B)} \quad (12.2.26)$$

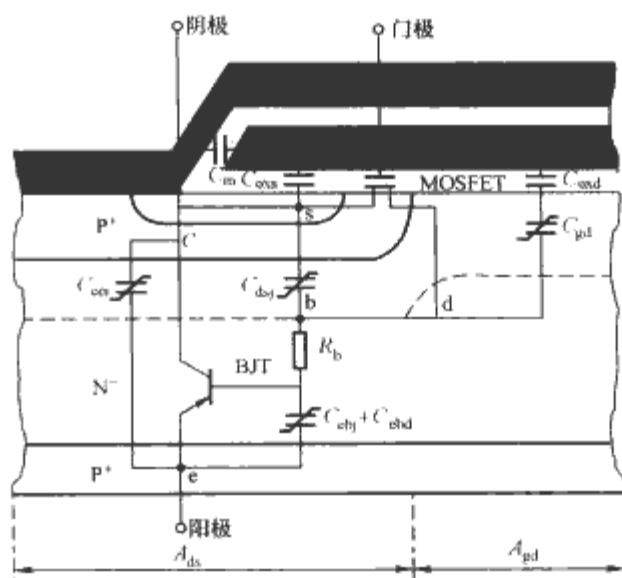


图 12.2-13 IGBT 内部结构和等效电路

式中: 0.6 为结内建电动势。

基—集结耗尽层电容为

$$C_{bcj} = A \epsilon_{si} / W_{bcj} \quad (12.2.27)$$

(4) IGBT 瞬时状态方程。非准静态状态方程为

$$\frac{dU_{bc}}{dt} = \frac{I_T - \frac{4D_p}{W^2} Q}{C_{bcj} \left(1 + \frac{1}{b}\right) \left[1 + \frac{Q}{3qAN_BW}\right]} \quad (12.2.28)$$

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{Q}{\tau_{HL}} - \frac{4Q^2 I_{sne}}{W^2 A^2 q^2 n_i^2} \quad (12.2.29)$$

2.2.3 Hefner 模型在 Saber 仿真器中的实现

Hefner 模型在 Saber 仿真器中得到了实现, 并得到很好的验证, 表明 Hefner 模型适合 IGBT 的一般外部电路条件下的仿真。下面将简单介绍将 Hefner 模型中的 IGBT 数学模型在 Saber 电路仿真器中实现的方法。

(1) Saber 模型方程。前述方程式(12.2-10)~式(12.2-29)与在 Saber 仿真器中的模型方程基本一致, 不复述。

(2) Saber 模板。Saber 模板用类似于 C 语言的一种叫 MAST 的建模语言编写。Saber 仿真器中本身自带的标准模型库也是用 MAST 编写的。图 12.2-14 是 IGBT 模型的 Saber 模板的框架, 其中每一部分都完成一定的功能。

```

Template IGBT anode, gate, cate, cathode=tau, h1
electrical anode, gate, cathode # node type
number tau h1=1.0u. # default lifetime
{
# local declarations
parameters{
# parameters calculated prior to simulation
}
values{
# values calculated as a function of system variables
}
control{
# simulat or dependent control statements
}
equations{
# equations for system variables
}
}

```

图 12.2-14 Saber IGBT 模型的 MAST 模板框架

(3) IGBT 模型的模拟电路表示。为了在 Saber 仿真器中实现 IGBT 的模型, 需要对模型进行公式化处理, 使得每个端点之间的电流用表格中的系统变量的非线性函数和系统变量函数的时间变化率来表示。图 12.2-15 是 IGBT 的

表 12.2-1 IGCT 物理模型参数列表

参数符号	物理意义	参数符号	物理意义
A	有效面积	N_B	N 基区掺杂浓度
P_B	P 基区掺杂浓度	N_H	缓冲层掺杂浓度
W_N	N 基区宽度	W_P	P 基区宽度
W_H	缓冲层宽度	τ_{fH}	N 基区大注入寿命
τ_{fHfL}	P 基区大注入寿命	τ_{fHf}	缓冲层载流子寿命
τ_F	阴极 NPN 晶体管基区渡越时间	τ_R	阴极 NPN 晶体管反向基区渡越时间
h_n	N ⁺ 发射极电子复合系数	J_{sc}	P ⁺ 发射极饱和电子电流密度

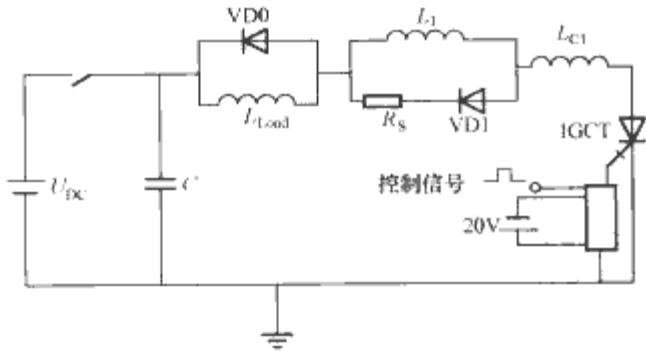


图 12.2-19 带电感负载的开关实验电路
(包括开通缓冲元件)

3 电力电子器件的宏观模型

3.1 功率二极管

理想功率二极管应具有的特性是：①单向导电性；②正向阻抗为零；③反向完全阻断。实际上二极管的特性与上述理想特性有偏离，需要用修正模型加以描述。

3.1.1 简化的宏观模型

3.1.1.1 静态模型

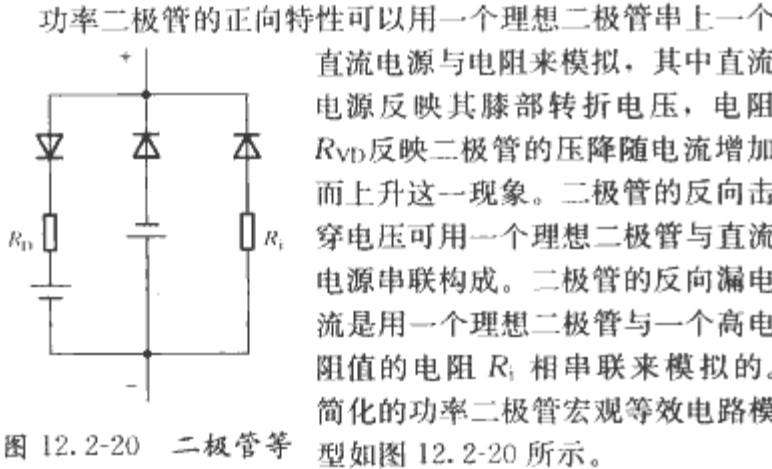


图 12.2-20 二极管等效电路模型

3.1.1.2 动态模型

动态模型更复杂些，可在静态模型上并联一个电容。由于二极管的结电容既与承受的电压有关，又与流过的正向电流相关，所以它不是一个常数。后面会提到二极管结电容的建模。

3.1.2 功率二极管混合模型

以下介绍功率二极管混合模型的建模方法。

如图 12.2-21 所示为功率二极管混合模型的宏观等效电路，模型电路中一共有五个元件。

流过主二极管的电流为

$$I_d = I_s [\exp(U_{d1}/U_T) - 1] \quad (12.2-36)$$

式中： $U_T = kT/q$ ，是热电压。 I_s 是正向饱和电流。图

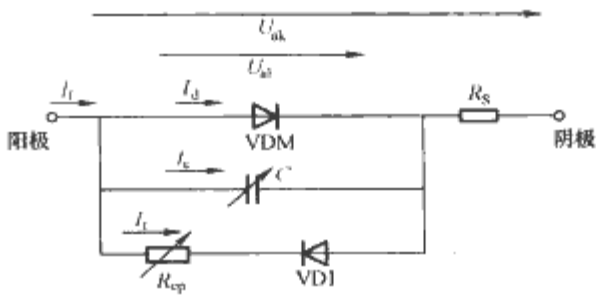


图 12.2-21 功率二极管混合模型等效电路
12.2-21 中 R_s 表示二极管内部的串联等效电阻。

可变电容 C 对结电容建模。结电容与正向导通状态下二极管的过剩载流子电荷 q_s 有关

$$C = \begin{cases} C_0 q_s, U_{ak} > U_c \\ \frac{C_0 q_s}{|U_{ak}|}, U_{ak} \leq U_c \end{cases} \quad (12.2-37)$$

C_0 和 x 将作为待提取的参数。

电阻 R_{cp} 也与过剩载流子有关。二极管中存储的电荷有电导调制效应，通过 R_{cp} 的模型来实现。其中 ρ 表示等效电阻的电阻率。

$$R_{cp} = \frac{\rho}{q_s} \quad (12.2-38)$$

图 12.2-21 中的 VDI 为理想二极管，它控制流过 R_{cp} 的电流 I_r 只能单向流动。

外部电压 U_{ak} 和总的导通电流之间的关系为

$$U_{ak} = U_T \ln \left(\frac{I_d}{I_s} + 1 \right) + I_d R_s \quad (12.2-39)$$

由于正向导通而在二极管中存储的载流子电荷 q_s 由下式决定

$$I_d = \frac{dq_s}{dt} + \frac{q_s}{\tau} \quad (12.2-40)$$

3.2 功率场效应晶体管 MOSFET

宏观模型是功率 MOSFET 的仿真模型中用得比较多的一种，通常采用仿真软件(如 Spice 系列仿真器)标准元件库中固有的元件来构建一个等效电路，即是所谓的宏模型。

3.2.1 宏观模型 I

功率 VDMOSFET 导通时，载流子需经过一段漂移区，因此可把功率 VDMOSFET 看作一个由横向 MOSFET 驱动的纵向 JFET 器件。横向 MOSFET 和纵向 JFET 都可以用 Pspice 仿真软件中自带的标准器件模型来模拟，如图 12.2-22 所示。

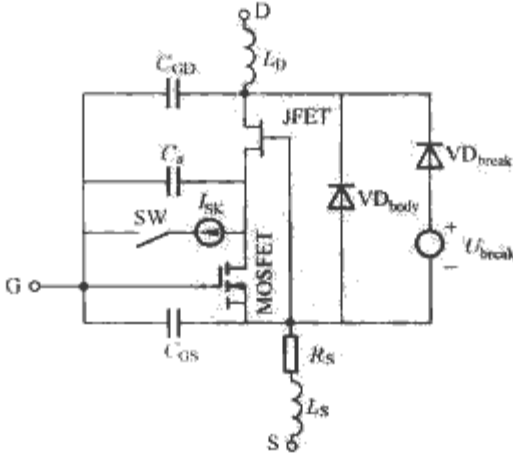


图 12.2-22 功率 MOSFET 宏观模型 I 的等效电路

功率 MOSFET 内部的寄生电容对功率 MOSFET 的动态性能有重要作用，因此在建模时也考虑在内。图 12.2-22 中的 L_s 和 L_D 分别表示源极和漏极电感。模型等效电路中的 JFET 并不能精确地反映功率 MOSFET 的击穿特性，所

以在模型中引入了一个二极管 VD_{break} 和电压源 U_{break} 。图 12.2-23 中还加入了开关控制电路, 由控制开关 SW 和电流源 I_{sk} 组成, 主要是为了实现对 JFET 的控制。

3.2.2 宏观模型 II

宏观模型 II 从 VDMOSFET 的物理结构出发来建立子电路模型, 进而导出描述其交直流特性的参数及模型公式, 避免了过多工艺参数的引入。模型结构简单, 物理概念清晰。

3.2.2.1 模型等效电路

宏观模型 II 的等效电路如图 12.2-23 所示。

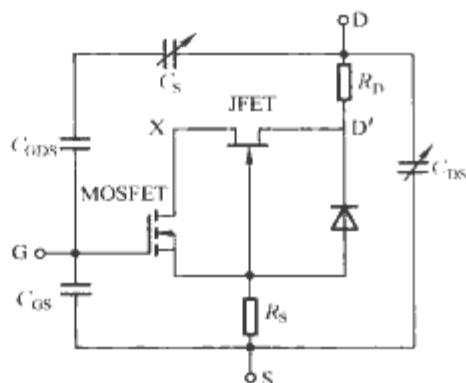


图 12.2-23 功率 MOSFET 宏观模型 II 的等效电路

模型的直流部分包括短沟道 MOSFET、JFET、二极管和电阻; 交流部分则包括四个电容。整个模型等效电路的结构比较简单。

3.2.2.2 模型描述

(1) 直流正向偏压部分。

MOS 电流为

$$I_{DS} = k_{mos} \frac{(U_{GS} - U_{th1}) U_{XS} - \frac{1}{2} U_{XS}^2}{[1 + \theta (U_{GS} - U_{th1})] \left(1 + \frac{U_{XS}}{U_C}\right)} \quad (12.2-41)$$

$$I_{DS} = f_1(U_{XS}), U_{XS} < U_{sat} \quad (12.2-42)$$

式中: $U_{sat} = \frac{\sqrt{U_C^2 + 2V_C(U_{GS} - U_{th1})} - U_C}{1 + \theta(U_{GS} - U_{th1})}$, 为 MOSFET

饱和电压; U_{GS} 是栅源电压; U_{XS} 为 MOSFET 的漏源电压; U_{th1} 为 MOSFET 的阈值电压; θ 为垂直电场调制系数。方程式(12.2-42)对应于线性区, 方程式(12.2-42)对应于饱和区。

JFET 电流为

$$I_{DS} = k_{jfel} [(-U_{XS} - U_{th2})(U_{DS} - U_{XS}) - \frac{1}{2}(U_{DS} - U_{XS})^2] = f_2(U_{XS}), U_{DS} < U_{th2} \quad (12.2-43)$$

$$I_{DS} = k_{jfel} (U_{XS} + U_{th2})^2 / 2 = f_2(x), U_{DS} \geq U_{th2} \quad (12.2-44)$$

式中: U_{th2} 为 JFET 阈值电压。方程式(12.2-43)对应于线性区, 方程式(12.2-44)对应于饱和区。调节 U_C 和 θ , 可以改变饱和电流; 调节 k_{jfel} 和 U_{th2} 可以控制准饱和区开始时的斜率。

(2) 直流反偏部分。在反偏区, 可以看作是二极管和 MOS 管并联连接。用指数形式的方程来描述电流

$$I_{SD} = I_S (e^{(U_j / N_D U_T)} - 1) \quad (12.2-45)$$

式中: $U_j = U_{SD} - I_{SD} R_{SD}$, 是加在 PN 结上的实际电压; $U_T = KT/q$, 是热电压; I_{SD} 是源极到漏极的电流; I_S 是二极管饱和电流; U_{SD} 是源漏电压; R_{SD} 是二极管电阻; N_D 为二极管发射系数。

(3) 交流电容部分。 C_{GS} 是栅源覆盖电容, 与 U_{DS} 有关。 C_{DS} 实际上是反偏 PN 结的结电容。表面强反型出现后, C_{GD} 数值按指数规律下降。

$$C_{GS} = C_{GS0} \quad (12.2-46)$$

$$C_{DS} = \frac{C_{jDS}}{(1 + U_{DS}/U_{jDS})^{m_{jds}}} \quad (12.2-47)$$

$$C_{GD} = \frac{C_{GDC} C_S}{C_{GDC} + C_S}, C_S = C_{jGD} \left(\frac{U_{jGD} (C_{GDC} + C_S)}{U_{DS} C_{GDC}} \right)^{m_{jgd}} \quad (12.2-48)$$

式中: C_{jGD} 为临界栅漏电容; C_{jDS} 为零偏压漏-源结电容; U_{jGD} 为栅漏接触电压; U_{jDS} 为漏源接触电压; C_{GDC} 为栅漏覆盖层电容; C_{GS0} 为栅源覆盖层电容; C_S 为表面电容; m_{jds} 为漏源指数系数; m_{jgd} 为栅漏指数系数。

外部电容为

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (12.2-49)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (12.2-50)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (12.2-51)$$

3.3 门极可关断晶闸管 GTO

3.3.1 宏观模型 I

宏观模型 I 包括三个基本类型的非线性元件, 分别用来表示 GTO 器件中的三个 PN 结 J_1 、 J_2 、 J_3 , 如图 12.2-24 所示。

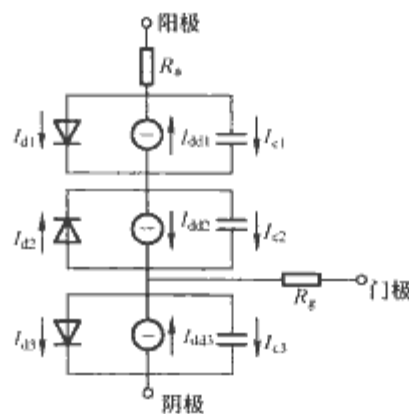


图 12.2-24 GTO 宏观模型 I

3.3.2 宏观模型 II

GTO 的宏观模型 II 是一个适合于对 GTO 开关过程动态特性进行仿真的 PSpice 模型。根据 GTO 器件的外部特性, 从器件的主要参数建立等效电路, 具有一定的实用性。

如图 12.2-25 所示的 GTO 模型用电压控制电流源 (VCCS) 实现 GTO 门极的控制特性, 能够分别用于 GTO 开通和关断过程的仿真。模型中的 $VD1$ 、 $VD2$ 和 VD 都是理想二极管, $VT1$ 、 $VT2$ 和 $VT3$ 是理想的全控开关器件。GTO 的开通和关断由门极所加 U_1 和 U_2 控制。F 是一个受控电流源, 通过 F 的电流由电容 C_3 两端的电压来决定, 即

$$i(F) = \begin{cases} 0, & i_{C3} \leq 0 \\ k u_{C3}, & u_{C3} > 0 \end{cases}$$

k 为常数。只要能在门极控制 C_3 两端电压, 就可以控制通过 F 的电流, 即 GTO 阳极电流。

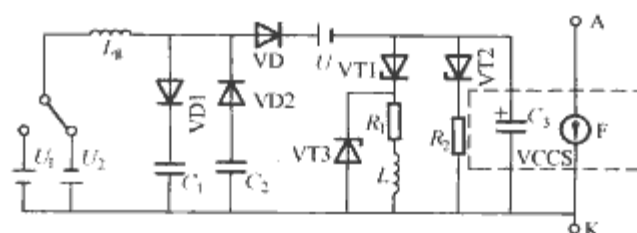


图 12.2-25 GTO 的 PSpice 宏观模型 (宏观模型 II)

3.4 绝缘栅双极晶体管 IGBT

3.4.1 IGBT 宏观模型 I

IGBT 宏观模型 I 是根据 IGBT 的外特性, 采用构造法建立形成 IGBT 的 PSpice 通用宏观模型。建模过程物理概念清楚, 模型参数提取容易。

从端特性看, IGBT 是一个电压控制的电流源, 可用如图 12.2-26 所示的宏观模型模拟。模型的核心是受控电流源 I_{CE} , 其控制关系由 PNP 晶体管和 MOSFET 共同决定。IGBT 在三个不同的工作状态下, I_{CE} 的模型公式和各状态的工作条件如下:

(1) 截止区: $U_{GE} \leq U_T$ 且 $U_{GC} \leq U_T - 1$, 则 $I_{CE} = 0$ 。

(2) 饱和区: $U_{GE} \geq U_T$ 且 $U_{GC} \geq U_T - 1$, 则 $I_{CE} = K_P [U_{GE} - U_T - (U_{CE} - 1)/2] (U_{CE} - 1)$ 。

(3) 放大区: $U_{GE} \geq U_T$ 且 $U_{GC} \leq U_T - 1$, 则 $I_{CE} = (K_P/2) (U_{GE} - U_T)^2$ 。

模型中的 C_{GE} 、 C_{GC} 、 C_{CE} 分别模拟 IGBT 的栅射、栅集、集射间的电容; 而 R_{OFF} 用来模拟 IGBT 的截止电流。

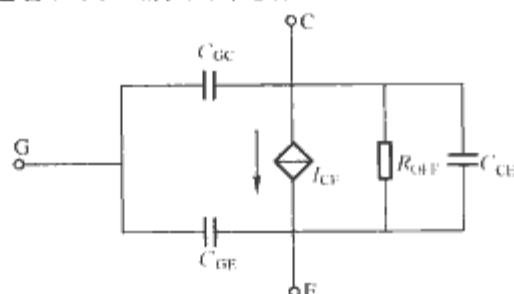


图 12.2-26 IGBT 宏观模型 I

3.4.2 IGBT 宏观模型 II

IGBT 宏观模型 II 是基于器件物理结构的一种等效电路构造的, 模型相关参数可以从生产厂家提供的数据中获取。考虑了极间的可变电容, 对动态特性仿真效果较好。

(1) 模型电路。如图 12.2-27 所示的 IGBT 宏模型等效电路可以用下面的方程式来描述

$$U_{CE} = U_{be} + I_D (R_{N(MOD)} + R_{CE}) \quad (12.2-52)$$

$$I_D = \frac{I_Q}{h_{FE}} \quad (12.2-53)$$

$$I_C = I_D + I_Q = (1 + h_{FE}) I_D \quad (12.2-54)$$

式中: U_{be} 为 PNP 晶体管基射电压; I_D 为 MOSFET 漏极电流; $R_{N(MOD)}$ 为电导调制的 N 层电阻。 I_D 、 I_C 和 U_{CE} 都是 U_{GS} 的函数。

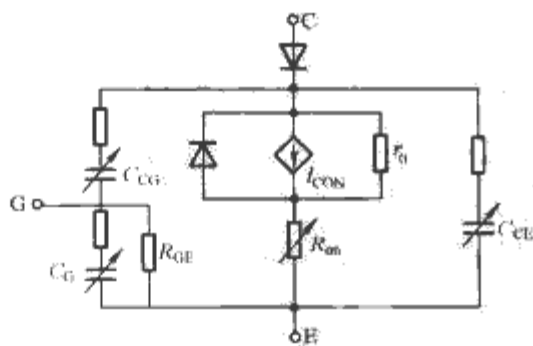


图 12.2-27 IGBT 宏观模型 II

(2) 结电容 C_{CG} 、 C_{CE} 、 C_{GE} 。结电容 C_{CG} 、 C_{CE} 、 C_{GE} 是 U_{CE} 的函数, 可以用压控电容来对其建模。压控电容等效电路如图 12.2-28 所示, 在宏模型中用于模拟 IGBT 的结电容。

(3) R_{ON} 、 R_{GE} 和 r_0 。IGBT 的伏安特性曲线的饱和区可以用固定 U_{GE} 下的导通电阻 R_{ON} 来建模。 R_{ON} 也是栅极电压 U_{GE} 的函数, 开关瞬态 R_{ON} 随 U_{GE} 变化而改变, 可以用压控

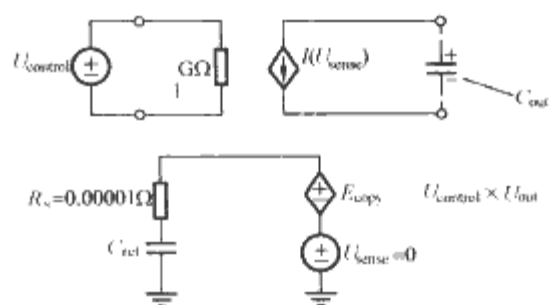


图 12.2-28 压控电容等效电路

电阻来模拟, 其相应的等效电路如图 12.2-29 所示。

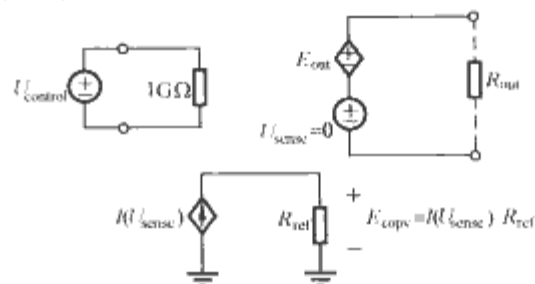


图 12.2-29 压控电阻等效电路

4 电力电子器件的组合模型

根据功率半导体物理结构和方程来建立的微观模型, 属于原始模型的方法; 根据器件的端口特性建立的宏观模型则是属于一种行为模型。微观模型是由载流子的漂移与扩散运动, 空间电荷的连续性及其与电场的关系出发, 依据器件几何结构建立模型, 因此较为精确, 但是同时也十分复杂; 宏观模型通常并不涉及器件的物理机制, 模型参数往往找不到对应物理含义, 而且其模型构造的精度和简化度在很大程度上取决于设计人员的电路理论水平, 在模型结构设计和参数提取方法上有较大的随意性。另一种器件建模的方法是采用已经存在的器件模型进行组合, 称为组合模型的方法。

4.1 GTO 组合模型

4.1.1 基本的 GTO 组合模型

通常把 GTO 的 $P_1N_1P_2N_2$ 的四层结构看作是 $P_1N_1P_2$ 和 $N_2P_2N_1$ 晶体管的互相耦合, 这种等效关系可以用来构造 GTO 的组合模型, 也即将 PNP 和 NPN 的 BJT 模型相连接就可以得出 GTO 组合模型, 如图 12.2-30 所示。

实际的 GTO 器件毕竟不是两个 BJT 器件的简单连接, 实际仿真建模的时候, 需要分别对两个 BJT 的模型参数作适当的设置, 才能使组合模型较好地反映 GTO 的工作特性。

模型参数和器件特性的关系, 在仿真器中可以通过敏感度来建立。建立这一模型参数和器件特性的敏感度关系是确定模型参数值的依据, 尤其在模拟不同厂家

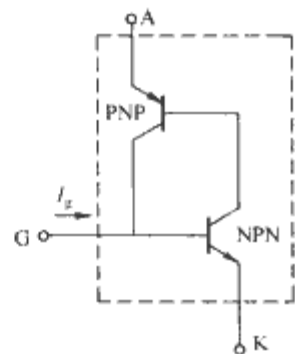


图 12.2-30 GTO 组合模型

给出的同类产品更是如此。另外, 敏感度关系能够对模型的合理性和正确性进行检验。在仿真器中进行模型参数与器件特性的敏感度分析的时候, 可以用多瞬态分析法。即参数分析结合瞬态分析, 其实质是在仿真器对电路动态分析过程中同时进行模型变参数分析, 这种方法使得参数值对模型特性的影响变得很直观。

4.1.2 “2T-3R”模型

如图12.2-31所示是一个典型GTO的静态U-I特性。正偏区，即 $U_{AK} \geq 0$ 时，表现出非线性特性，即S型的负差率电阻特性NDR。正偏区的关键参数是保持电流 I_h ，正向转折电压 U_{bo} 和NDR（负差率）。

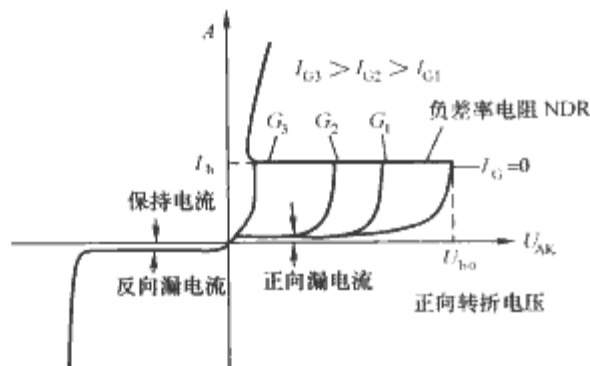


图 12.2-31 典型的 GTO 器件 U-I 特性

对于GTO的基本组合模型，不管怎么设置组合模型中的BJT参数值，都无法模拟图12.2-31中S型的NDR特性，需要对基本的组合模型进行补充和改进。在如图12.2-30所示的组合模型的基础上增加三个电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 ，如图12.2-31所示，即“2T-3R”组合模型。图12.2-32就可以模拟不同门极电流下带有S型NDR的U-I特性。

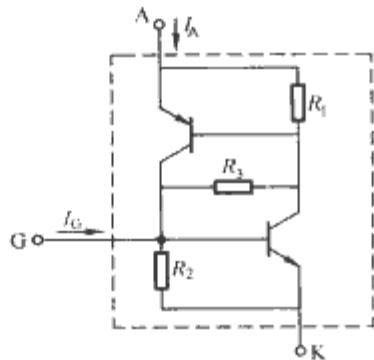


图 12.2-32 “2T-3R”组合模型

对某一个具体的GTO器件建模时，模型结构确定后的关键问题是选择模型参数，包括电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 的值和晶体管模型参数。在用仿真器迭代拟合实际测量曲线的方法确定各参数取值时，采用 $\{R_2, R_1, R_3\}$ 的顺序依次选择参数值，可使仿真迭代次数最小。

4.2 IGBT 组合模型

4.2.1 IGBT 组合模型建模机理

IGBT相当于一个由MOSFET驱动的厚基区GTR。也可认为，IGBT是以GTR为主导元件，MOSFET为驱动元件的达林顿结构的复合器件。基于这一点，利用现有的MOSFET模型和BJT模型进行组合，从而构造出IGBT的组合模型。

4.2.2 IGBT 组合模型 I

模型I以IGBT等效电路为基础建立IGBT模型，模型电路如图12.2-33所示。其中MOSFET模型采用PSpice标准的NMOS3模型，BJT采用PSpice标准的PNP通用模型。 C_{GE} 、 C_{GC} 、 C_{CE} 分别为IGBT栅射电容、栅集电容和集射电容，且均为PSpice中的可变压控电容；电阻 R_E 、 R_C 和 R_S 用来调整IGBT的饱和电压，电阻 R_b 为BJT的基区调制电阻。

(1) 静态特性模拟。IGBT的静态特性主要由等效电路中双极型晶体管的放大倍数和MOSFET的传输电导决定。IGBT的通态集电极电流为

$$I_C = I_{MOS} + I_{PNP} = (1 + \beta) I_{MOS} = (1 + \beta) G_{MOS} U_{GE} \quad (12.2-55)$$

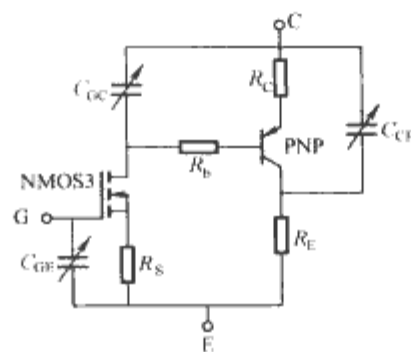


图 12.2-33 IGBT 组合模型 I

则IGBT的传输电导 G_{IGBT} 为

$$G_{IGBT} = \frac{I_C}{U_{GE}} = (1 + \beta) G_{MOS} \quad (12.2-56)$$

式中： β 为BJT管的放大倍数； G_{MOS} 为MOSFET的传输电导； U_{GE} 为IGBT的栅极电压。

影响BJT放大倍数的主要模型参数是理想最大正向电流放大系数 B_F ， B_F 会直接影响到IGBT拖尾电流的大小。MOSFET的传输电导主要由四个模型参数决定，即跨导系数 K_P 、沟道宽度 W 、沟道长度 L 和源极欧姆电阻 R_S 。获得合适的BJT晶体管和MOSFET参数后，就可以在PSpice中对图12.2-33的模型电路进行直流分析，并通过调整电阻 R_E 、 R_C 和 R_S 来得到和器件手册上相一致的输出特性和传输特性曲线。

(2) IGBT动态特性的模拟。IGBT的开通特性主要由模型中的MOSFET决定，关断特性主要由模型中的BJT晶体管决定。开通性能受三个模型参数影响较大，分别是栅源电容 C_{GS} 、栅漏电容 C_{GD} 和栅极欧姆电阻 R_G ；理想的正向电流放大系数 B_F 和正向渡越时间 T_F 对IGBT拖尾电流的大小和时间起决定作用，同时寄生电容对电流下降速度也有很大的影响。图12.2-33中的结电容都采用与实际情况相一致的非线性电容，与线性电容相比，可以更好地模拟IGBT的动态性能。

(3) PSpice对非线性电容的模拟。在PSpice中，非线性电容可以用如图12.2-34所示的仿真电路来实现。

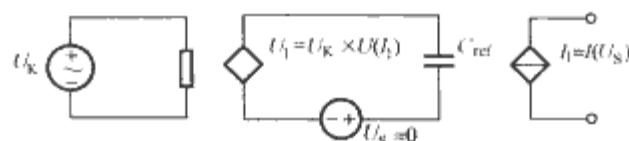


图 12.2-34 非线性电容的 PSpice 仿真电路

4.2.3 IGBT 组合模型 II

IGBT组合模型II分静态和动态两个部分处理。针对IGBT静态特性，用相关元件实现静态直流模型；然后在直流模型基础上，引入动态元件实现IGBT动态特性。组合模型II中，直流模型用输入晶体管和输出晶体管之间的两个非线性压控源建模；动态模型则用加到直流宏模型上的非线性输入电容实现，即直流模型和非线性输入电容相结合，得到动态模型。

(1) 直流模型。IGBT的传输特性主要是由MOSFET决定的，而且IGBT和MOSFET的转移特性相似，因此利用MOSFET在截止区、线性区、饱和区的一些相关参数可以用来建立IGBT模型。当然两者并不完全相同，需要在MOSFET模型的基础上做出修正，即在MOSFET和BJT之间增加了两个电压受控源和一个电流受控源，如图12.2-35所示。

IGBT线性区特性可以假设与MOSFET的线性区相同，只有在从线性区向饱和区过渡的地方需要修正。修正函数可

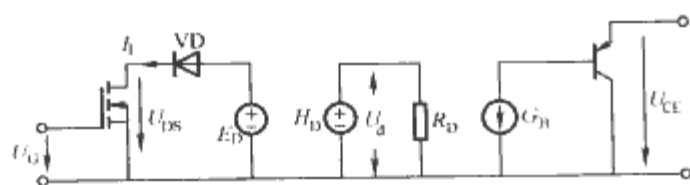


图 12.2-35 IGBT 组合模型 II

用式 (12.2-57) 计算

$$H(U_{GE}) = \frac{U_{GE} - U_{GE(th)} + U_D}{U_{CEsat(IGBT)}} \quad (12.2-57)$$

通过修正函数, IGBT 的特性可修正为对应 MOSFET 的特性, 这在模型中用一个二维非线性电压控制源 E_D 实现

$$E_D = f(U_{GE}, U_{CE}) = H(U_{GE})U_{CE} \quad (12.2-58)$$

修正函数在 PSpice 中可以通过一个多项式来实现

$$E_D = U_{CE}(h_0 + h_1 U_{GE} + h_2 U_{GE}^2 + L + h_m U_{GE}^m) \quad (12.2-59)$$

选择合适的修正函数 $K(U_{GE})$, 得到饱和区 IGBT 的输出电流为

$$I_{Csat} = (1 + BF) \frac{K_P}{2} (U_{GS} - U_{GS(th)})^2 K(U_{GE}) \quad (12.2-60)$$

式中: I_{Csat} 是 IGBT 饱和电流; U_{GE} 是相应的驱动电压; BF 是输出晶体管的电流增益。

模型中 I_B 由二维受控源 G_B 来实现, 将 I_D 借助 H_D 转换成电压量 U_d 。对 IGBT 而言, 取 $U_d = H_D = I_D$, 输出晶体管就用一个二维非线性电压控制电流源 G_B 来驱动

$$G_B = f(U_{GE}, U_{CE}) = K(U_{GE})U_d \quad (12.2-61)$$

驱动电压 U_d 依赖于漏极电流 I_D , 可以用电流控制电压源辅助计算

$$U_d = H_D = h_1 I_D; h_1 = 1 \quad (12.2-62)$$

输出晶体管的基极饱和区电流为

$$I_B = I_D K(U_{GE}) \quad (12.2-63)$$

修正函数 $K(U_{GE})$ 在 Spice 中用适当的多项式来近似。

(2) 动态模型。动态模型是结合了直流模型和非线性输入电容来建模的, 成为完整的 IGBT 组合模型 II, 如图 12.2-36 所示。

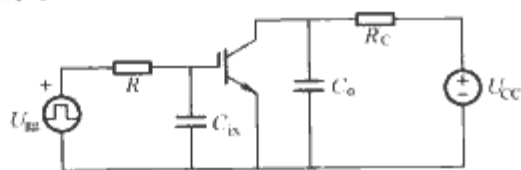


图 12.2-36 完整的 IGBT 组合模型 II

图 12.2-36 中的非线性输入电容用一个四段的分段线性函数来模拟, 每一段对应特定的开关时间。某个开关时间段 t_x 对应的输入电容 C_{ix} 可以用图 12.2-37 的等效电路来计算。

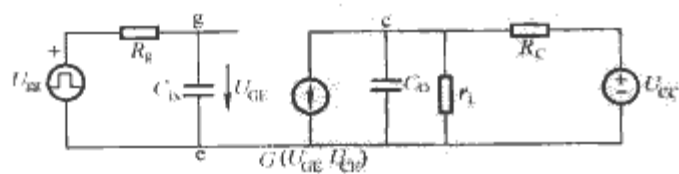


图 12.2-37 IGBT 动态等效电路

其中满足条件: $R_g C_{ix} > (R_C \parallel r_t) C_o$

5 电力电子器件模型参数确定方法

器件模型确定以后, 仿真的精度就取决于模型参数。大部分的器件物理模型参数无法测量, 通常需要采用间接的方法, 即通过器件的外特性, 包括静态特性和动态特性的测量来确定其内部参数, 不同的文献中, 参数确定也叫做参数提取或者参数辨识。

5.1 目标函数优化方法

这种器件参数确定的基本思路如图 12.2-38 所示。

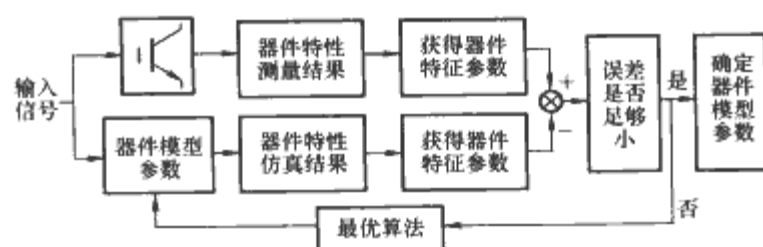


图 12.2-38 器件模型参数确定方法: 优化

这种确定模型参数的过程包括对器件的测量波形及特征参数的获取, 仿真波形及特征参数的获取, 以及优化算法三个部分。首先将输入激励信号加在实验电路上, 测量电路中待确定参数的器件的相关动态波形, 并提取波形的特征参数; 另一方面, 利用仿真软件在同样的激励条件下进行仿真, 得到动态仿真波形及其特征参数。然后对实验波形和仿真波形的特征参数进行比较, 计算两者之间的误差, 并以此构造目标函数, 从而采用优化算法, 不断修改器件模型参数及调用仿真软件, 使仿真特征参数向实验特征参数逼近, 直到两者之间的误差足够小, 此时的模型参数即满足要求。

下面以 IGBT 为例, 说明目标函数优化方法确定器件模型参数的过程。文献报道的 IGBT 模型比较多, 不同的物理模型, 参数也不相同。这里介绍一种某文献提出的 Hefner 模型的参数确定过程。

5.1.1 IGBT 静态参数的确定

器件有效面积 A , 发射极饱和电子流 I_{se} , MOSFET 沟道阈值电压 V_{th} , MOSFET 线性区跨导系数 K_{plin} , MOSFET 饱和区跨导系数 K_{psat} 为 IGBT 的静态模型参数。模型参数的确定采用目标函数优化方法, 实验与仿真相结合。图 12.2-40 是实验电路。

在图 12.2-39 中, VT1 为待确定参数的 IGBT, VT2 为开关管。当 U_{R1} 取不同值时, 改变 U_s 的大小, 测量 IGBT 的静态输出特性曲线。用仿真软件对需要确定参数的器件进行仿真, 可以得到仿真的静态特性曲线。

将实验曲线与仿真曲线进行比较, 取其差值构成的目标函数为

$$J = \sqrt{\sum_{m=1}^{m=M} \int_0^{U_{CEmax}} \left| \frac{i_{CS}(U_{CES}) - i_{Cm}(U_{CEm})}{i_{Cm}(U_{CEm})} \right|^2 dU_{CE}} \quad (12.2-64)$$

式中: $i_{CS}(U_{CES})$ 为 IGBT 集电极电流的仿真值; $i_{Cm}(U_{CEm})$ 为 IGBT 集电极电流的测量值。

通过对该目标函数进行不断优化, 最终得到所要确定的静态参数。

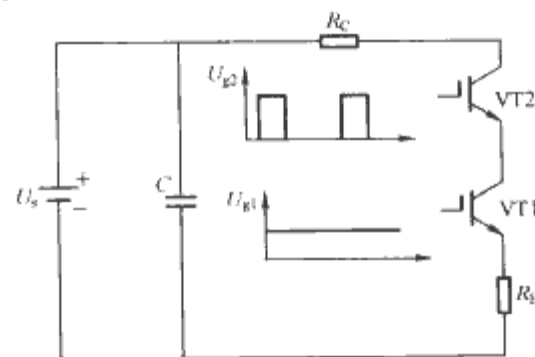


图 12.2-39 IGBT 静态参数测试电路

5.1.2 IGBT 动态参数的确定

栅—漏覆盖有效面积 A_{gd} , 基区宽度 W_B , 栅—漏覆盖耗

尽层阈值电压 U_{td} ，栅—源极电容 C_{gs} ，栅—源极氧化电容 C_{oxd} ，基区少数载流子寿命 τ_{HL} 以及 n 区掺杂浓度 N_B 为主要的 IGBT 物理模型的动态参数，需要通过 IGBT 动态特性参数来确定。图 12.2-40 是 IGBT 动态特性参数测试电路。

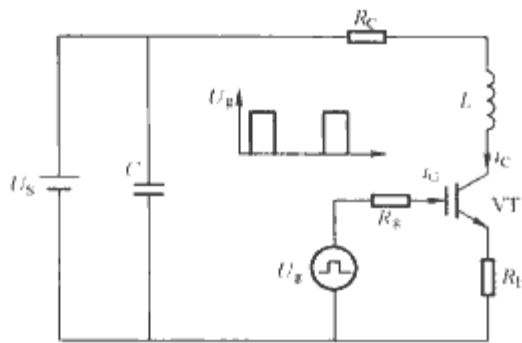


图 12.2-40 IGBT 动态特性参数测试电路

图 12.2-40 中 L 为接线电感，比较难确定，也可作为一个参数进行确定。用这个电路可以测得 IGBT 的开通及关断波形，包括 U_{ce} 、 i_c 、 U_{ge} 、 i_g ，取得能够反映波形的特征参数。通过仿真得到这些特征参数，然后比较、优化，进行动态参数的确定。

5.2 外特性测量结合器件物理方程计算的方法

这种参数确定或提取的方法中，模型器件的实测可表征参数通过器件物理分析方程计算，即基于器件的某些参数实测值，通过物理方程式，推导出器件的主要原始设计参数。

表 12.2-2 列出了 IGBT 模型参数以及可用来提取每一个参数的相应的器件特性。

表 12.2-2 IGBT 模型参数及相应的器件特性

参数符号	参数名称	参数含义
A	器件有效面积	芯片尺寸大小
τ_{HL}	基区寿命	拖尾电流衰减率
I_{snc}	发射极电子饱和电流	拖尾电流相对集电极电流大小
W_B	合金基区宽度	拖尾电流相对集射电压大小
N_B	基区掺杂浓度	拖尾电流相对集射电压大小
V_T	MOSFET 沟道阈值电压	饱和电流相对栅极电压 U_{gs} 大小
K_{psat}	饱和区 MOSFET 跨导系数	饱和电流相对栅极电压 U_{gs} 大小
K_{plin}	线性区 MOSFET 跨导系数	导通压降相对栅极电压 U_{gs} 大小
C_{gs}	栅—源电容	栅极电荷
C_{oxd}	栅—漏覆盖氧化层电容	栅极电荷
A_{gd}	栅—漏覆盖面积	栅漏电荷

以上 IGBT 模型参数的确定通过四个基本的测量来完成：

(1) 关断尾电流衰减率和阳极电流之间的关系曲线：用于确定参数 τ_{HL} 。

(2) 关断尾电流的相对大小和阳极电流之间的关系曲线：用于确定 I_{snc} 。关断尾电流的相对大小和阳极电压之间的关系曲线：用于确定 W_B 、 N_B 。

(3) 饱和电流和栅极电压之间的关系曲线：用于确定 K_{psat} 和 U_T 。通态压降和栅极电压之间的关系曲线：用于确定 K_{plin} 。

(4) 栅极电荷特性曲线：用于确定 C_{gs} 和 C_{oxd} 。栅漏电荷特性：用于确定 A_{gd} 。

整个模型参数的确定过程应该按照上面的测量顺序进行。器件参数的物理计算公式可以参考相应的文献。

6 电力电子器件模型的电路仿真

器件的建模和仿真是电力电子电路仿真的基础，对于理解电力电子电路仿真的原理、方法和局限性是十分重要的。仿真结果的可信度取决于两个因素：①器件模型的合理性和正确性，在第 2、3、4 节讨论的不同的器件建模方法主要是解决这个问题；②器件模型参数的准确性，这个问题正是第 5 节讨论的器件模型的确定方法。器件模型不是孤立的，模型和参数的优劣与否，都需要在电路的仿真中验证，进而应用到电路的仿真中去。下面以 GTO 的“2T-3R”模型以及 IGBT 的组合模型为例，简要介绍器件模型的电路仿真。

6.1 GTO 模型的电路仿真

前述“2T-3R”模型实际上描述的是单个 GTO 元胞的模型，图 12.2-41 是用一个“2T-3R”元胞模型建立的 GTO 模型的仿真电路，在 PSpice 10.0 中实现。

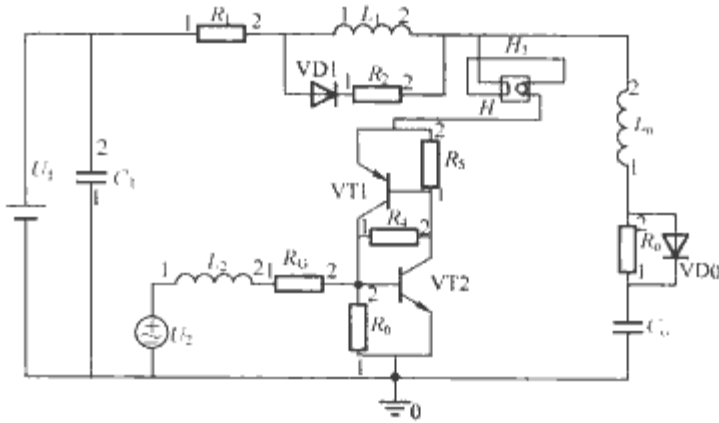


图 12.2-41 单个“2T-3R”元胞的 GTO 模型仿真电路

GTO 具有集成元件的结构，或者说相当于分布参数电路。为了精确建模，可以利用多个器件元胞模型并联的方法来描述分布参数的模型，如图 12.2-42 所示的 GTO 模型。

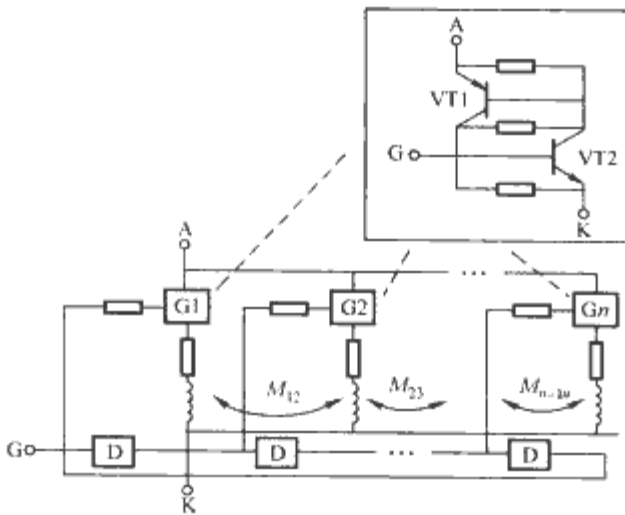


图 12.2-42 GTO 多元胞模型

实际仿真中，当并联的元胞个数大于 2 时，进一步增加并联模型的个数对仿真精度没有明显的改善，通常使用两个元胞的并联。图 12.2-43 是用两个“2T-3R”元胞模型并联建立的 GTO 模型的仿真电路，在 PSpice 10.0 中实现。

7 常用仿真软件介绍

目前,常用的电力电子仿真中,一类是提供有详细器件模型的通用电路仿真软件,通过引入新的电力电子器件模型将软件应用领域扩展到电力电子系统的设计之中,如 PSpice (Simulation Program with IC Emphasis) 和 Saber; 另一类是在专用领域中的仿真软件,如在电力系统仿真软件 EMTP 和控制系统仿真软件 MATLAB 中加入以理想开关模型为代表的电力电子器件模型,从而使软件在原有研究领域中对采用电力电子装置的问题时仍可进行有效的仿真。

7.1 PSpice

7.1.1 PSpice 的历史和基本特点

PSpice 是由美国 Microsim 公司在 Spice 2G 版本的基础上升级并用于 PC 机上的 Spice 版本。其中,采用自由格式语言的 5.0 版本自 20 世纪 80 年代以来在我国得到广泛应用,并且从 6.0 版本开始引入图形界面。1998 年,著名的 EDA 商业软件开发商 ORCAD 公司与 Microsim 公司正式合并。Microsim 公司的 PSpice 正式并入 ORCAD 公司的商业 EDA 系统中。ORCAD 公司随即又被 Cadence Design System 公司收购,并且经过重新集成推出了 ORCAD/PSpice 软件。该软件为从事电力电子电路分析和设计的用户提供了一个完整的计算机辅助设计工具包。

与传统的 Spice 软件相比,PSpice 主要有以下几个优点:

- (1) PSpice 具有大量的模拟功能模型和系统分析功能。
- (2) 具有模拟—数字混合仿真功能。

(3) PSpice 提供的仿真模型库包括常用的模拟器件、数字器件的模型,以及包括精确的传输线、磁心模型在内的总数达 3 万个以上的内建模型。

(4) PSpice 允许用户通过使用参数、拉普拉斯函数和状态方程等建立用户自己的模型。

虽然 PSpice 的应用很广泛,但是应用于电力电子领域时,其缺点也是明显的。由于 Spice 软件原先是针对信息电子电路设计而开发的,因此器件的模型均是针对小功率电子器件的。对于模拟电力电子电路中所用的大功率电力电子器件中存在的高电压、大注入现象不尽适用,有时甚至可能导致错误的结果。PSpice 采用变步长算法,对于周期性开关状态变化的电力电子电路而言,将造成把大量的时间耗费在寻求合适的步长上面,从而导致计算时间的延长,输出数据结构的格式兼容性也不是很理想。PSpice 的另一个主要问题是收敛问题。通常为了改善计算结果的收敛性需要修改仿真条件,如缩小仿真结果的相对精度,加大迭代次数,即以加大仿真时间为代价来提高计算的稳定性。对复杂电路进行仿真时,有时数据的准确性较低。另外,在磁性元件的模型方面 PSpice 也有待加强。

7.1.2 PSpice 软件模块组成

PSpice 软件中 PSpice A/D 仿真器是核心。除仿真器外,还包括几个配套的软件模块,各模块之间的关系和仿真设计流程如图 12.2-48 所示。

7.2 Saber

7.2.1 Saber 的历史和主要特点

Saber 于 1987 年由 Analogy 公司推出,专用于混合信号和混合技术领域仿真验证。到了 1990 年中期,Avanti 公司收购了 Analogy 公司,Saber 软件变成了 Avanti 公司的产

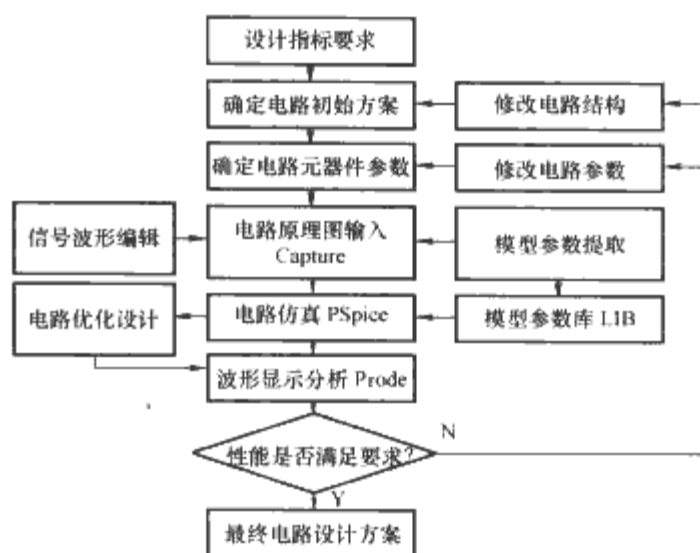


图 12.2-48 PSpice 各软件模块之间的关系和仿真设计流程

品。2000 年左右, Synopsys 公司将 Avanti 公司收购,而 Saber 软件也再次易主,成为 Synopsys 公司的产品。

Saber 被誉为全球最先进的系统仿真软件,也是唯一的多技术、多领域的系统仿真产品,现已成为混合信号、混合技术设计和验证工具的业界标准,可用于电子、电力电子、机电一体化、机械、光电、光学、控制等不同类型系统构成的混合系统仿真。Saber 主要有以下几个特点:①集成度高;②完整的图形查看功能;③各种完整的高级仿真:可进行偏置点分析、DC 分析、AC 分析、瞬态分析、温度分析、参数分析、傅里叶分析、蒙特卡诺分析、噪声分析、应力分析、失真分析等;④模块化和层次化;⑤模拟行为模型。

7.2.2 Saber 软件的功能

(1) 原理图输入工具 Saber Sketch。

(2) 仿真器 Saber Guide。完成电路原理图的绘制后,可直接在 Saber Sketch 中为原理图自动产生网表,并将网表文件加载到仿真器 Saber Guide 中,完成仿真类型和参数的设置后可以启动仿真过程。

(3) 数据可视化和分析工具 Cosmos Scope。

(4) 模型库。Saber 拥有市场上最大的电气、混合信号、混合技术模型库。它具有很大的通用模型库和较为精确的具体型号的器件模型。其元件模型库中有 4700 多种带具体型号的器件模型,500 多种通用模型,能够满足航空、汽车和电源设计的需求。

(5) MAST 建模。通过 MAST 语言建模,Saber 实现了建模和仿真完全分离,使得仿真器算法的开发与数学模型的建立和支持相分离,从而可以优化仿真算法;而由此形成的开放式的界面使得用户可以方便地自建模型,不需要对仿真算法有深入的了解,从而优化了模型。这一点是其他仿真软件所不具备的。

Saber 应用的主要困难是操作较为复杂,软件价格高昂,比较适合于大企业应用,而中小企业一般是通过委托研究、开发来利用该软件。

7.3 MATLAB

7.3.1 MATLAB 用于电力电子仿真的特点

MATLAB 是控制领域中最流行的 CAD 软件,从 MATLAB 5.2 版本开始,增加了由加拿大 HydroQuebec 和 TECSIM International 公司共同开发的电力系统模块 (Power System Blockset, PSB)。该模块以双电阻理想开关模型为基础,提供了基本电路、电机、电力电子器件等多方面的模型,使得 MATLAB 可用于进行电力电子仿真。

7.3.2 电力系统模型库

电力系统模型库 PSB 是专用于 RLC 电路、电力电子电路、电机传动控制系统和电力系统仿真用的模型库。模型库中包含了各种交互电源、电气元器件和电工测量仪表等。利用这些模型可以模拟 RLC 电路, 含电力电子器件的开关、整流和逆变、变频等装置, 以及电力系统运行和故障的各种状态。

PSB 模型库中包含了 7 个子模型库, 分别是电源模块库、电气元件模块库、电机模块库、电力电子元件模块库、连接件模块库、测量仪器模块库和附加子模型库。其中附加子模型库 Extra Library 还包含了 6 个二级子模型库。

MATLAB 是基于理想化功率元器件和功能模块的仿真工具, 其强大的数学运算功能, 使得电子系统的控制功能非常卓越。此外, MATLAB 的数据处理十分有效、精细, 运行速度较快; 其数据格式兼容性也好, 便于数据的后处理和分析。缺点在于目前的 Power System 是基于一般电路元件的模型及数学模块来进行仿真的, 与实际元件的参数有差别。仿真的结果与实际电路有一定的差距, 其结果的参考意义主要体现在电路的总体与系统上, 基本上忽略了对实际开关的暂态过程描述。

MATLAB 特别适于对控制系统进行优化设计, 电力电子电路系统的仿真并不是它的擅长。目前的许多仿真软件, 如 Saber、PSIM 均提供与 MATLAB 的接口, 所以将 MATLAB 和其他适于进行电力电子系统仿真的软件相结合, 而将 MATLAB 专用于电力电子系统的控制系统设计应当是最佳的选择。

7.4 PSIM

7.4.1 PSIM 的特点

PSIM 是 Powersim 公司推出的一种新的仿真软件, 特点是采用类似于 MATLAB 的基于一般电路元件的模型及数学模块来进行仿真的思路, 并结合 PSpice 的简便电路作图方法。PSIM 的图形界面十分友好, 比 PSpice、Saber、MATLAB 等仿真软件容易掌握。PSIM 的输出数据格式兼容性好, 能够方便地转换到 MATLAB 所识别的格式。PSIM 的仿真器采用高效的算法, 克服了许多其他仿真软件中普遍存在的收敛问题和仿真时间长的问题, 可以缩短设计周期。不过, PSIM 中模型元件为理想元件, 所以仿真结果精度受限制, 其参考意义体现在电路的总体与系统上。

7.4.2 PSIM 的功能

PSIM 的全称是 PowerIM, 专门针对电力电子电源和电力电子传动而设计, 目前的新版本是 7.0, 基于 WIN98/NT/2000/XP。PSIM 仿真软件包括一个基本软件包和三个配备的工具包: 数字信号处理模块 (Digital Control Module)、电力拖动模块 (Motor Drive Module) 和与 MATLAB/Simulink 联合仿真的接口 (SimCoupler Module)。

PSIM 的基本软件包由三个程序组成: ①电路原理图编辑程序 (SIMCAD); ②仿真器 (PSIM); ③仿真结果的图形显示和处理程序 (SIMVIEW)。

PSIM 由于忽略了开关的杂散参数, 使得电路的数据处理量大大减少, 运算速度显著提高。往往在 PSpice 或 Saber 等仿真时间需要以小时计算的场合, PSIM 仅需要数分钟。这对于迅速理解和把握电路的总体特性十分有利。

当然, 由于开关元件处理上的简化, PSIM 在提高仿真速度、简化电路图设计过程的同时, 也失去了描述开关过渡过程的能力。因此, 对于开关过程的电流、电压尖刺等暂态过程, PSIM 一般无法详细描述。因此, 在模拟实际电路的波形方面, PSIM 不如 Saber 和 PSpice 准确。总体来说, PSIM 比较适合电力电子与电力传动产品的初步设计, 可以加深工程师对电路与系统的原理及工作状态的理解, 大大加速电路的设计和试验过程, 是与 Saber、PSpice 相辅相成的电力电子仿真工具。

8 小结

电力电子器件仿真模型根据其仿真要求和精度的不同可以分为微观模型、宏观模型、组合模型三个层次。

2.1 小节中介绍了功率二极管的用集总电荷建立微观物理模型的方法。2.2 小节详细介绍了 IGBT Hefner 模型的建模方法以及在 Saber 仿真器中的实现。2.3 小节简单介绍了基于载流子电荷分布的 IGCT 的微观物理模型。

3.1 小节介绍了功率二极管一种简化的宏观模型以及一种混合模型, 分别给出了模型等效电路。3.2 小节介绍了两种典型的功率 MOSFET 的宏观模型结构, 并给出了模型等效电路。3.3 小节介绍了一种用基本的非线性元件来表示 GTO 中的三个 PN 结的宏观模型方法; 另外还分析了一种 GTO 的 PSpice 模型, 给出了 PSpice 中模型实现的等效电路。3.4 小节中对于 IGBT 介绍了两种宏观模型: 第一种是根据 IGBT 的外特性, 用构造法建立的 IGBT 的 PSpice 通用宏观模型, 并简单分析了其参数提取方法; 第二种是从物理结构衍生出来的宏观模型, 并给出了等效电路。

4.1 小节分析了两种 GTO 的组合模型建模方法: 一种是直接由两个 BJT 器件简单连接构成的基本组合模型, 另一种是“2T-3R”组合模型。4.2 小节介绍了两种 IGBT 组合模型。

第 5 节介绍了两种模型参数的确定方法: 第一种是基于目标函数的优化方法, 需要搭建专门的优化系统; 第二种方法是外特性测量结合器件物理方程计算的方法。

第 6 节分析了 GTO “2T-3R”模型的电路仿真和 IGBT 组合模型的电路仿真。

第 7 节介绍了 PSpice、Saber、MATLAB、PSIM 等常用仿真软件的特点和功能, 比较了其优缺点, 分析了它们不同的应用场合。

第3章 电力电子系统动态建模

1 动态建模的作用

为了使电力电子系统达到所需的静态和动态指标,一般需要引入反馈控制。自动控制理论是我们进行反馈控制设计的有效工具。自动控制理论中关于控制器或补偿网络设计的主要工具只适用于线性系统。由于电力电子系统中包含功率开关器件或二极管等非线性元件,因此电力电子系统是一个非线性系统,为了进行控制器或补偿网络设计,需要建立电力电子系统的线性化动态模型。

图12.3-1为Buck DC/DC变流器反馈控制系统,由Buck DC/DC变流器电路、PWM调制器、功率器件驱动器、反馈控制单元构成。Buck DC/DC变流器电路和PWM调制器为非线性,利用本章将要介绍的电力电子系统的线性化动态模型方法,可以导出Buck DC/DC变流器电路的线性化动态模型和PWM调制器的线性化动态模型。图12.3-2中,表示出线性化处理后的Buck DC/DC变流器系统框图,图中虚线框部分为Buck DC/DC变流器电路的线性化模型,放大系数等于 $1/V_M$ 的方框为PWM调制器的线性化模型。

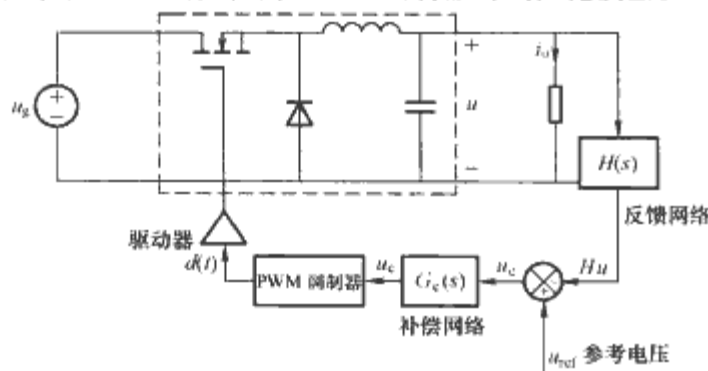


图 12.3-1 Buck DC/DC 变流器反馈控制系统

Buck DC/DC 变流器电路的线性化模型可以表示为传递函数

$$\hat{u}(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{u}_g(s) + Z_o(s)\hat{i}_o(s) \quad (12.3-1)$$

式中: $\hat{u}(s)$ 为 Buck 变流器的输出电压; $\hat{d}(s)$ 为 PWM 调制器的占空比; $\hat{u}_g(s)$ 为 Buck 变流器的输入电压; $\hat{i}_o(s)$ 为 Buck 变流器的输出负载电流。

由式(12.3-1)可以求出没有引入反馈控制时,输入电压扰动对输出电压的影响、输出负荷变化对输出电压的影响、PWM 调制器的占空比到输出电压的传递函数。输入电压扰动对输出电压的影响为

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_g(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0, \hat{i}_o(s)=0} \quad (12.3-2)$$

输出负荷变化对输出电压的影响为

$$Z_o(s) = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{i}_o(s)} \Big|_{\hat{u}_g(s)=0, \hat{d}(s)=0} \quad (12.3-3)$$

PWM 调制器的占空比到输出电压的传递函数为

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{u}_g(s)=0, \hat{i}_o(s)=0} \quad (12.3-4)$$

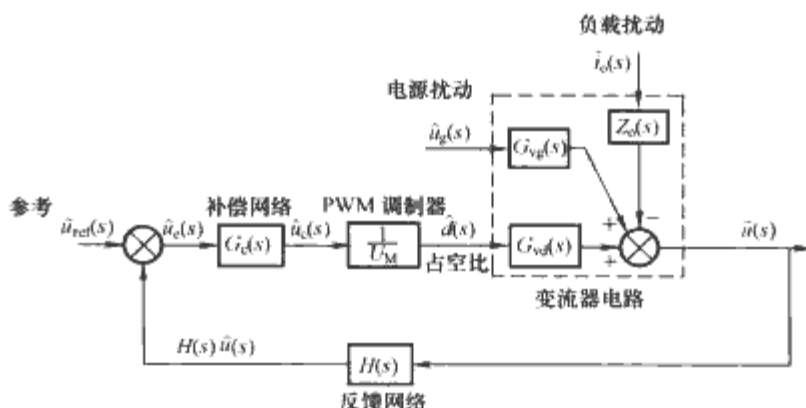


图 12.3-2 线性化处理后的 Buck DC/DC 变流器系统框图

引入反馈控制后,可以导出输出电压为

$$\hat{u}(s) = \hat{u}_{ref} \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{u}_g \frac{G_{vg}}{1+T} + \hat{i}_o \frac{Z_o}{1+T} \quad (12.3-5)$$

式中: $T = H(s)G_c(s)G_{vd}(s)/U_M$, 为回路增益。

由式(12.3-5)可以求出引入反馈控制后,输入电压扰动对输出电压的扰动、负荷变化对输出电压的扰动、占空比到输出的传递函数。输入电压扰动对输出电压的影响为

$$\frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_g(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0, \hat{i}_o(s)=0} = \frac{G_{vg}(s)}{1+T} \quad (12.3-6)$$

如果回路增益 T 在输入电压扰动频率范围内设计得很大,引入反馈控制后,可以将输入电压扰动对输出的作用抑制 $\frac{1}{1+T}$ 倍。

引入反馈控制后,输出负荷变化对输出电压的影响减少为

$$\frac{\hat{u}(s)}{\hat{i}_o(s)} \Big|_{\hat{u}_g(s)=0, \hat{d}(s)=0} = \frac{Z_o(s)}{1+T} \quad (12.3-7)$$

同样引入反馈控制后,可以将负载扰动对输出的作用抑制 $\frac{1}{1+T}$ 倍。

引入反馈控制后,参考电压到输出电压的传递函数为

$$\frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_{ref}(s)} \Big|_{\hat{u}_g(s)=0, \hat{i}_o(s)=0} = \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} \quad (12.3-8)$$

如果回路增益 T 在低频范围内设计得很大,于是上式可以近似为

$$\frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_{ref}(s)} \Big|_{\hat{u}_g(s)=0, \hat{i}_o(s)=0} \approx \frac{1}{H} \quad (12.3-9)$$

式(12.3-9)表明输出的精确度主要由反馈系数 H 决定,而与系统中其他部分参数的漂移和变化关系很小。

由此可见,通过引入反馈控制,有利于抑制输入电压扰动、负荷扰动对输出电压的影响,提高了输出的精确度,而且使输出的精确度基本不受电力电子系统中参数的漂移和变化的影响。从上面的简单介绍可以看出,一个良好系统控制的设计可以显著地提高电力电子装置的性能和品质。

由于电力电子系统中包含功率开关器件或二极管等非线性元件,是一个非线性系统,为了进行控制器或补偿网络设计,需要建立电力电子系统的线性化动态模型。本章重点介

绍电力电子系统建模。

2 DC/DC 变流器的动态建模

2.1 状态空间平均概念与小信号线性化动态模型

2.1.1 状态空间平均方程

DC/DC 变流器的动态建模就是用数学模型描述 DC/DC 变流器系统的动态行为和控制性能。动态模型可用于 DC/DC 变流器系统的稳定性分析和控制器设计。

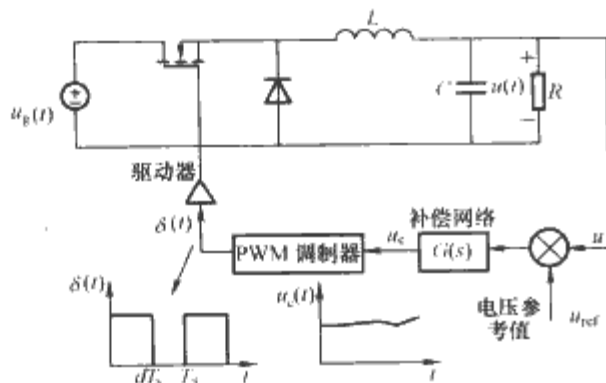


图 12.3-3 DC/DC 变流器反馈控制系统

图 12.3-3 给出了一个 DC/DC 变流器系统，它由 DC/DC 变流器主电路、相减器、补偿网络、PWM 调制器、功率器件驱动电路构成。DC/DC 变流器系统实际上是一个反馈控制系统。为满足稳定性、动态和静态的指标，需要设计补偿网络。为设计出良好的补偿网络，需要知道反馈控制系统中各部分的传递函数，主要是 DC/DC 变流电路和 PWM 调制器的传递函数。

DC/DC 变流电路存在开关器件，因此是非线性电路。非线性系统在它的某工作点附近可以用小信号线性系统来近似。功率变流器动态模型基于忽略开关频率纹波，即忽略开关频率分量和开关频率谐波分量及其边频分量，建立占空比、输入电压等的低频扰动对变流器中的电压、电流影响的小信号线性化模型。这样建立的动态模型称为小信号交流模型。在 DC/DC 功率变换器小信号交流模型中忽略了开关频率纹波。为此引入反映消除开关频率纹波作用的数学工具——开关周期平均算子，其定义如下

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (12.3-10)$$

式中： $x(t)$ 为 DC/DC 变流器中电压、电流等某一电量； T_s 为 DC/DC 功率变流器的开关周期，即 $T_s = \frac{1}{f_s}$ 。

对电压、电流等电量采用式 (12.3-10) 进行开关周期平均运算后，将保留原信号的低频部分，而滤除开关频率分量和开关频率谐波分量。式 (12.3-10) 表示对电路中的电压或电流就开关周期平均的运算，可以滤除开关频率纹波，因此式 (12.3-10) 也可以看作是滤波器。

假定 DC/DC 变流器工作在 CCM 方式，每个开关周期可分成两个阶段。在阶段 1，描述 DC/DC 变换器的电路的方程为

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (12.3-11)$$

$$y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \quad (12.3-12)$$

在阶段 2，描述 DC/DC 变流器的电路的方程为

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (12.3-13)$$

$$y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \quad (12.3-14)$$

在一个开关周期中，状态方程 (12.3-11) 的作用时间

的比例为 d ，状态方程 (12.3-13) 的作用时间的比例为 $d' = 1 - d$ 。于是将状态方程 (12.3-11) 乘上 d ，将状态方程 (12.3-13) 乘上 d' ，然后将两式相加，经整理，得到

$$K \frac{d\langle x(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle d(t)A_1 + d'(t)A_2 \rangle \langle x(t) \rangle_{T_s} + \langle d(t)B_1 + d'(t)B_2 \rangle \langle u(t) \rangle_{T_s} \quad (12.3-15)$$

对输出方程进行类似地操作，得到

$$\langle y(t) \rangle_{T_s} = \langle d(t)C_1 + d'(t)C_2 \rangle \langle x(t) \rangle_{T_s} + \langle d(t)E_1 + d'(t)E_2 \rangle \langle u(t) \rangle_{T_s} \quad (12.3-16)$$

式 (12.3-15) 和式 (12.3-16) 中的状态变量、输入变量，输出变量特意写成了带 $\langle \rangle_{T_s}$ 括号的形式，表示为对应变量的开关周期平均值，而与原来的意义有所不同。

合写式 (12.3-15) 和式 (12.3-16)，得到状态空间平均方程

$$\begin{cases} K \frac{d\langle x(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle d(t)A_1 + d'(t)A_2 \rangle \langle x(t) \rangle_{T_s} + \langle d(t)B_1 + d'(t)B_2 \rangle \langle u(t) \rangle_{T_s} \\ \langle y(t) \rangle_{T_s} = \langle d(t)C_1 + d'(t)C_2 \rangle \langle x(t) \rangle_{T_s} + \langle d(t)E_1 + d'(t)E_2 \rangle \langle u(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (12.3-17)$$

上述状态空间平均方程为非线性方程，可以用扰动法求解小信号线性动态模型

$$\begin{cases} K \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + \{ (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \} \hat{d}(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) + E\hat{u}(t) + \{ (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U \} \hat{d}(t) \end{cases} \quad (12.3-18)$$

式中： $A = DA_1 + D'A_2$ ， $B = DB_1 + D'B_2$ ， $C = DC_1 + D'C_2$ ， $E = DE_1 + D'E_2$ ； X, U, Y, D 为静态工作点的向量。静态工作点的向量满足静态工作点方程

$$0 = AX + BU$$

$$Y = CX + EU$$

2.1.2 小信号线性化动态模型

小信号线性化动态模型推导方法有多种，下面介绍一种使用方便的方法——开关网络平均法。

为求直流工作点附近线性化小信号模型，将 DC/DC 变流器分割成两个子电路，一个子电路为定常线性网络，另一个子电路为开关网络，如图 12.3-4 所示。定常线性子电路无需进行处理，关键是如何通过电路变换将非线性的开关网络子电路变换成线性定常电路。

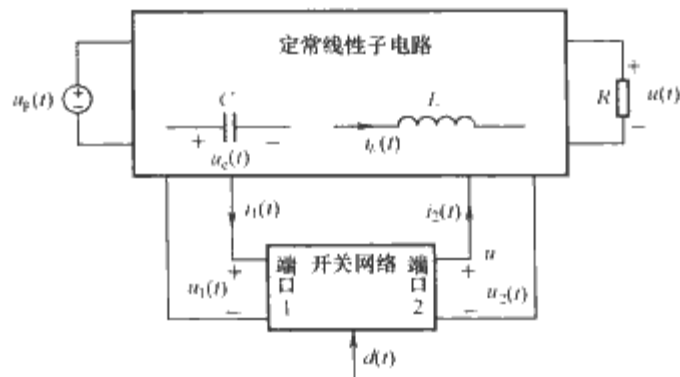


图 12.3-4 DC/DC 变流器分割成线性定常网络和开关网络

下面以 Boost 变流器为例，加以介绍。图 12.3-5 给出 Boost 变流器电路和它的开关网络子电路。开关网络子电路

是两端口网络, 端口变量为 $u_1(t)$ 、 $i_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 和 $i_2(t)$ 。

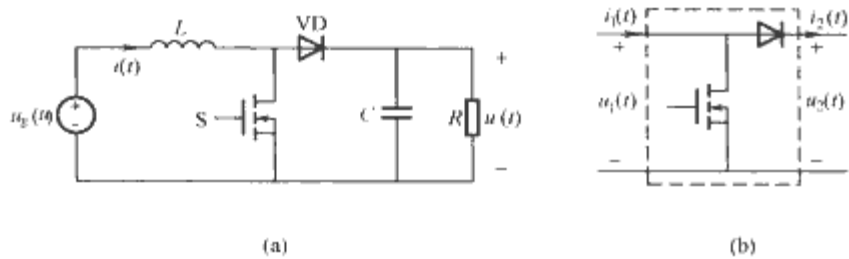


图 12.3-5 Boost 变流器与开关网络

(a) Boost 变流器; (b) 开关网络

在 Boost 变流器中, 开关网络的端口变量 $i_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 刚好分别为电感电流和电容电压, 这里将它们定义为开关网络的输入变量, 而定义 $u_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 为开关网络的输出变量。开关网络的输出变量 $u_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 的波形如图 12.3-6 所示。假定功率器件为理想开关。在 $[0, dT_s]$ 阶段, 开关 S 导通, 二极管 VD 关断, 因此 $u_1(t) = 0, i_2(t) = 0$; 在 $[dT_s, T_s]$ 阶段, 开关 S 关断, 二极管 VD 导通, 因此 $u_1(t) = u_2(t), i_2(t) = i_1(t)$ 。

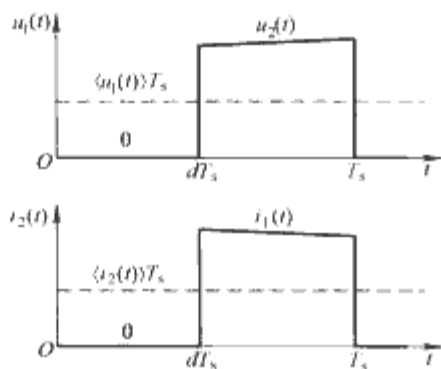


图 12.3-6 开关网络两个端口的波形

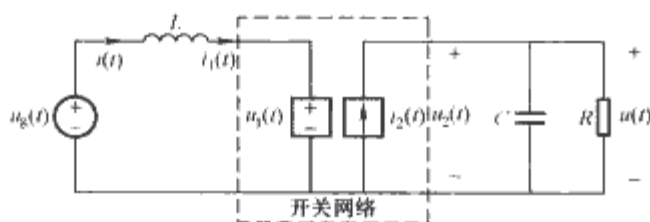


图 12.3-7 用受控源代替开关网络后的 Boost 变流器电路

为简化, 用受控源两端口网络等效开关网络, 即开关网络的输入端口用受控电压源 $u_1(t)$ 表示, 开关网络的输出端口用受控电流源 $i_2(t)$ 表示, 如图 12.3-7 所示。为保证受控源两端口网络与开关网络完全等效, 受控源两端口网络的两个端口的波形必须与原开关网络的两个端口波形相同。受控电压源 $u_1(t)$ 和受控电流源 $i_2(t)$ 必须与图 12.3-6 中波形一致。

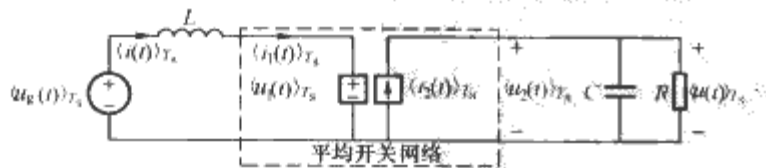


图 12.3-8 由图 12.3-7 求开关周期平均值

现在, 对图 12.3-7 中所有电压、电流作一个开关周期平均, 得到图 12.3-8。重点考察受控源两端口网络, 结合图 12.3-6, 可求得受控电压源 $u_1(t)$ 的开关周期平均值为

$$\langle u_1(t) \rangle_{T_s} \approx d'(t) \langle u_2(t) \rangle_{T_s} \quad (12.3-19)$$

式中: $d' = 1 - d$, 而 d 为占空比。

同样, 由图 12.3-6 可求得受控电流源 $i_2(t)$ 的开关周期平均值为

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} \approx d'(t) \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \quad (12.3-20)$$

将式 (12.3-19) 和 (12.3-20) 代入图 12.3-8 得到经开关周期平均变换后的 Boost 变流器的等效电路, 如图 12.3-9 所示。由于图 12.3-9 中受控源 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s} = d'(t) \langle u_2(t) \rangle_{T_s}$ 和 $\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = d'(t) \langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ 为控制变量 $d(t)$ 或 $d'(t)$ 与状态变量 $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ 或 $\langle u_2(t) \rangle_{T_s}$ 的乘积项, 因此该电路为非线性电路, 不便于应用。对于经典控制系统设计方法, 如根轨迹法、频率特性法, 需要知道被控系统的传递函数。为求得 DC/DC 变流器的传递函数, 要对该电路进行线性化处理。

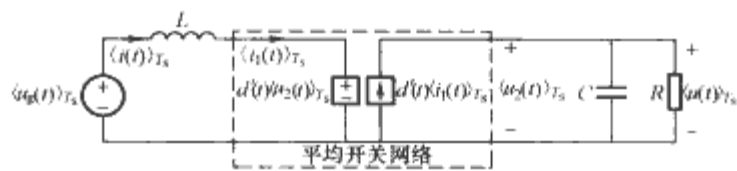


图 12.3-9 经开关周期平均变换后的 Boost 变流器

假定 Boost 变流器运行在某一稳态工作点附近, 静态占空比 $d(t) = D$, 静态输入 $\langle u_g(t) \rangle_{T_s} = U_g$ 。电感电流、电容电压和输入电流 $\langle i(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle u(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle i_g(t) \rangle_{T_s}$ 稳态值分别为 I 、 U 和 I_g 。

下面用扰动法求解小信号动态模型。首先对输入电压和占空比在稳态工作点附近作微小扰动, 即

$$\langle u_g(t) \rangle_{T_s} = U_g + \hat{u}_g(t) \quad (12.3-21)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (12.3-22)$$

式中: $\hat{u}_g(t)$ 为输入电压开关周期平均值 $\langle u_g(t) \rangle_{T_s}$ 的扰动量; $\hat{d}(t)$ 为占空比 $d(t)$ 的扰动量。于是 $d'(t) = 1 - d(t) = 1 - [D + \hat{d}(t)] = D' - \hat{d}(t)$, 这里 $D' = 1 - D$ 。

输入电压和导通比作微小扰动, 将引起电路中各状态变量和其他非状态变量的微小扰动。其中受控源两端口网络的变量扰动为

$$\langle i(t) \rangle_{T_s} = \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I + \hat{i}(t) \quad (12.3-23)$$

$$\langle u(t) \rangle_{T_s} = \langle u_2(t) \rangle_{T_s} = U + \hat{u}(t) \quad (12.3-24)$$

$$\langle u_1(t) \rangle_{T_s} = U_1 + \hat{u}_1(t) \quad (12.3-25)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = I_2 + \hat{i}_2(t) \quad (12.3-26)$$

式中: $\hat{i}(t)$ 为电感电流开关周期平均值 $\langle i(t) \rangle_{T_s}$ 的扰动量; $\hat{u}(t)$ 为电容电压开关周期平均值 $\langle u(t) \rangle_{T_s}$ 的扰动量; $\hat{u}_1(t)$ 为输出电压变量开关周期平均值 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 的扰动量; $\hat{i}_2(t)$ 为输出电流变量开关周期平均值 $\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$ 的扰动量。

引入扰动后, 图 12.3-9 变为图 12.3-10。在图 12.3-10 中, 引入扰动后的受控电压源的电压为

$$[D' - \hat{d}(t)][U + \hat{u}(t)] = D'[U + \hat{u}(t)] - U\hat{d}(t) - \hat{u}(t)\hat{d}(t)$$

若略去 2 阶小项 $\hat{u}(t)\hat{d}(t)$, 得到经线性化处理后的受控电压源 (如图 12.3-11 所示) 为

$$[D' - \hat{d}(t)][U + \hat{u}(t)] \approx D'[U + \hat{u}(t)] - U\hat{d}(t)$$

同样, 受控电流源的电流为

$$[D' - \hat{d}(t)][I + \hat{i}(t)] = D'[I + \hat{i}(t)] - I\hat{d}(t) - \hat{i}(t)\hat{d}(t)$$

若略去 2 阶小项, 可得到经线性化处理后的受控电流源 (如图 12.3-12 所示) 为

$$[D' - \hat{d}(t)][I + \hat{i}(t)] \approx D'[I + \hat{i}(t)] - I\hat{d}(t)$$

用线性化受控电压源（如图 12.3-11 所示）和线性化受控电流源（如图 12.3-12 所示）分别替代图 12.3-10 中的受控电压源和受控电流源，得到 Boost 变流器线性处理后的等效电路 [如图 12.3-13 (a) 所示]。最后用理想直流变压器代替线性受控源两端口网络，得到图 12.3-13 (b)。

将开关网络等效为受控电压源和电流源，通过将变流器的各波形用一个开关周期的平均值代替，消去了开关频率分量及其谐波分量的影响。最后通过引入小信号扰动和线性化处理，得到小信号等效电路，显然获得小信号等效电路是一个定常的线性电路。这种推导小信号模型的方法称为平均开关网络模型法。

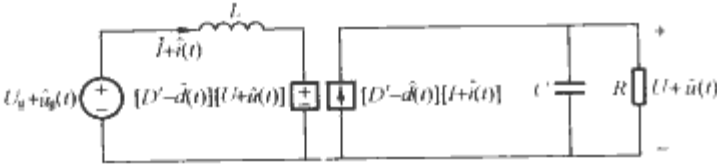


图 12.3-10 电路作小信号扰动

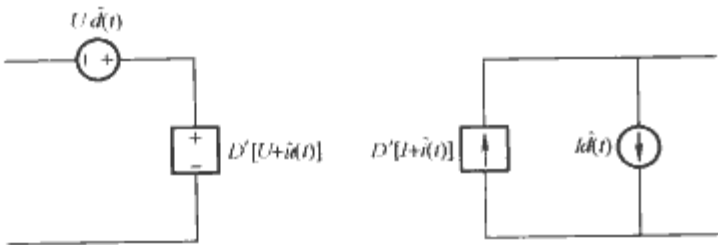


图 12.3-11 线性化处理后受控电压源

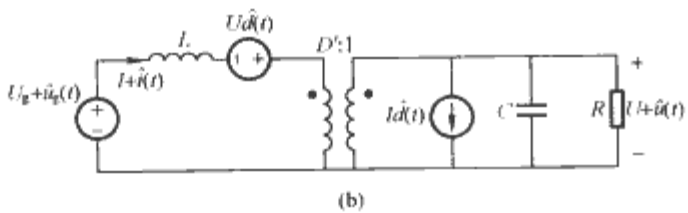
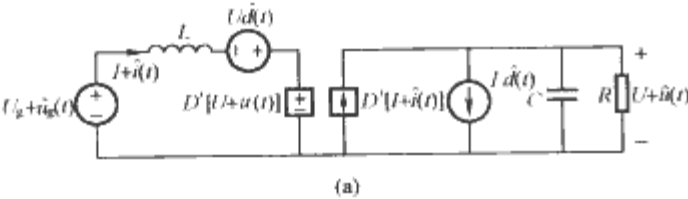


图 12.3-13 用开关平均模型导出的 Boost 变流器小信号等效电路

(a) 带两端口网络的 Boost 等效电路；(b) 带理想变压器的 Boost 等效电路

从上面平均开关网络模型法的小信号等效电路推导过程可以看出，通过对电路求开关周期平均、引入扰动和线性化处理后，开关网络被等效成由理想变压器、线性电压源和线性电流源组成的线性两端口网络，如图 12.3-14 所示。

用平均开关网络模型法可以推导出各种 DC/DC 变流器开关网络的线性两端口网络，如图 12.3-15 所示。只要将线性两端口网络替换 DC/DC 变流器电路中对应的开关网络，就可得到 DC/DC 变流器的小信号交流等效电路。

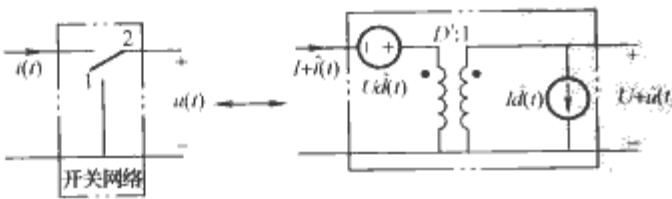


图 12.3-14 开关网络等效成理想变压器与电源组成的线性两端口网络

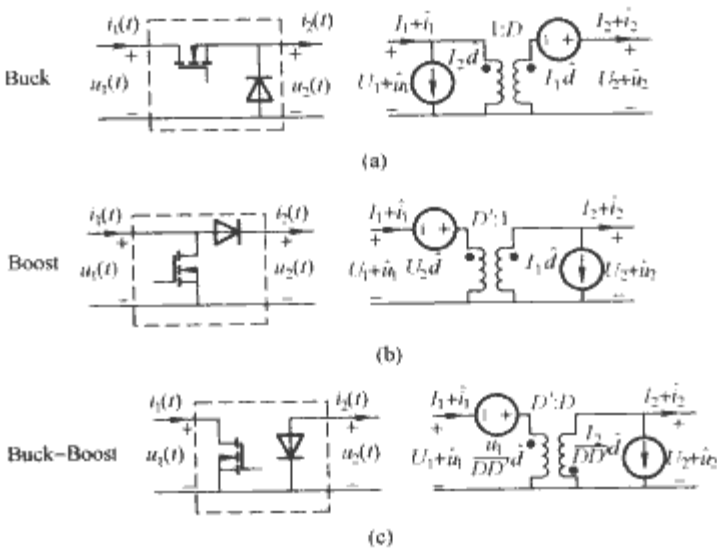


图 12.3-15 变流器开关网络子电路的线性两端口网络 (a) Buck 变流器；(b) Boost 变流器；(c) BuckBoost 变流器

2.2 统一小信号交流等效电路模型

由于采用不同的推导方法，获得 DC/DC 变流器的小信号交流等效电路形式可能不同，但通过电路变换，可以将它们变流成统一的形式，如图 12.3-16 所示。统一小信号交流等效电路模型（以下简称统一电路模型）几乎适用于所有 DC/DC 变流器拓扑。有了统一电路模型，只需代入某一 DC/DC 变流器的参数，即可得到对应 DC/DC 变流器小信号交流等效电路。典型 DC/DC 变流器统一电路模型参数见表 12.3-1。

表 12.3-1 典型 DC/DC 变流器统一电路模型参数

变流器种类	$M(D)$	$e(s)$	$j(s)$	L_e	C_e
Buck	D	$\frac{U}{D^2}$	$\frac{U}{R}$	L	C
Boost	$\frac{1}{D'}$	$U(1 - \frac{sL}{D'^2 R})$	$\frac{U}{D'^2 R}$	$\frac{L}{D'^2}$	C
Buck-boost	$-\frac{D}{D'}$	$-\frac{U}{D^2}(1 - \frac{sDL}{D'^2 R})$	$-\frac{U}{D'^2 R}$	$\frac{L}{D'^2}$	C

如图 12.3-16 所示，由于统一电路模型为线性电路，因此电路元件采用了拉氏变换的形式，符号 s 表示复频率。统一电路模型包含输入电压源 $U_g + \hat{u}_g(s)$ 、输出负载电阻 R 、输出滤波器，以及与开关网络子电路对应受控电压源 $e(s)\hat{d}(s)$ 、受控电流源 $j(s)\hat{d}(s)$ 、理想变压器。输出滤波器为两阶的 LC 滤波器，滤波电感为 L_e ，滤波电容为 C_e 。理想变压器的变比为对应的 DC/DC 变流器的稳态输入输出传输比 $M(D)$ ，其中 D 为直流工作点的占空比。从统一电路模型可以发现，在电路参数一定的情况下，在某一静态工作点附近，只有输入扰动 $U_g + \hat{u}_g(s)$ 、受控电压源 $e(s)\hat{d}(s)$ 和受控电流源 $j(s)\hat{d}(s)$ 对输出才能产生影响。

一般来说，输入扰动 $U_g + \hat{u}_g(s)$ 对输出的影响是我们所不希望的。通常用输入至输出的传递函数反映当占空比一定

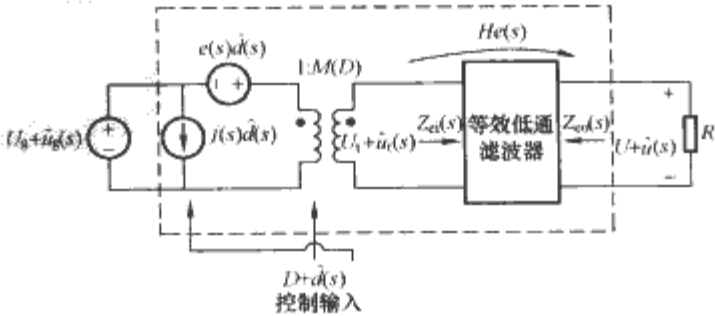


图 12.3-16 统一电路模型

时, 即占空比扰动 $\hat{d}(s) = 0$ 时, 输入扰动 $\hat{u}_g(s)$ 对输出 $\hat{u}(s)$ 的作用, 数学表示为

$$G_{vg}(s) \big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_g(s)} \quad (12.3-27)$$

在图 12.3-16 统一电路模型中, 代入占空比扰动 $\hat{d}(s) = 0$, 求得输入至输出的传递函数为

$$G_{vg}(s) \big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_g(s)} = M(D)H_c(s) \quad (12.3-28)$$

其中 $H_c(s) = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_t(s)} = \frac{R \parallel (1/sC_e)}{sL_e + R \parallel (1/sC_e)}$ 。通过分析输入至输出的传递函数 $G_{vg}(s) \big|_{\hat{d}(s)=0}$ 的特性, 可以了解 DC/DC 变流器输出对电源输入波动的敏感性, 也为抗电源扰动、提高电源调整率的设计提供数学方法。

除电源扰动外, 能实现输出控制的就是受控电压源 $e(s)\hat{d}(s)$ 和受控电流源 $j(s)\hat{d}(s)$ 。实际上, 对受控电压源和受控电流源的控制都是通过占空比扰动 $\hat{d}(s)$ 实现的, 因此占空比 $\hat{d}(s)$ 是我们赖以实现 DC/DC 变流器输出控制的唯一手段。为了实现 DC/DC 变流器系统的良好静态、动态性能, 需要设计合适的控制补偿器, 因此需要知道占空比控制至 DC/DC 变流器输出的传递函数。

式 (12.3-29) 反映当输入恒定, 即输入没有扰动 ($\hat{u}_g(s) = 0$) 时, 占空比扰动 $\hat{d}(s)$ 对输出 $\hat{u}(s)$ 的作用。

$$G_{vd}(s) \big|_{\hat{u}_g(s)=0} = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{d}(s)} \quad (12.3-29)$$

由图 12.3-16 统一电路模型, 代入输入扰动 $\hat{u}_g(s) = 0$, 于是得到控制至输出的传递函数

$$G_{vd}(s) \big|_{\hat{u}_g(s)=0} = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{d}(s)} = e(s)M(D)H_c(s) \quad (12.3-30)$$

通过控制至输出的传递函数 $G_{vd}(s) \big|_{\hat{u}_g(s)=0}$, 可以了解 DC/DC 变流器占空比控制 $\hat{d}(s)$ 对输出的动态特性, 为 DC/DC 变流器系统的控制器的设计提供了重要的数学基础。

表 12.3-2 汇总常用 DC/DC 变流器的输入至输出的传递函数和控制至输出的传递函数。

表 12.3-2 输入至输出的传递函数和控制至输出的传递函数

变流器	Buck	Boost	Buck-Boost
$\frac{u_o(s)}{u_g(s)} \big _{\hat{d}(s)=0}$	$\frac{D}{LCs^2 + (\frac{L}{R})s + 1}$	$\frac{D'}{LCs^2 + (\frac{L}{R})s + D'^2}$	$\frac{DD'}{LCs^2 + (\frac{L}{R})s + D'^2}$
$\frac{u_o(s)}{\hat{d}(s)} \big _{u_g(s)=0}$	$\frac{U_g}{LCs^2 + (\frac{L}{R})s + 1}$	$\frac{D'U(1 - \frac{d}{D^2R})}{LCs^2 + (\frac{L}{R})s + D'^2}$	$\frac{U(\frac{D'}{D} - \frac{d}{D^2R})}{LCs^2 + (\frac{L}{R})s + D'^2}$

2.3 调制器的动态模型

调制器将控制电压 $u_c(t)$ 转换成占空比为 $d(t)$ 的脉冲列 $\delta(t)$, 如图 12.3-17 所示。调制器由锯齿波发生器和比较器组成。锯齿波发生器发出具有固定幅值、固定重复频率的锯齿波, 它的峰值为 U_M 。锯齿波输入比较器的负输入端, 控制电压 $u_c(t)$ 输入比较器的正输入端。一般控制电压 $u_c(t)$ 在 $0 \sim U_M$ 之间。当控制电压 $u_c(t)$ 大于锯齿波信号期间, 比较器输出为高电平; 当控制电压 $u_c(t)$ 小于锯齿波信号期

间, 比较器输出为低电平。

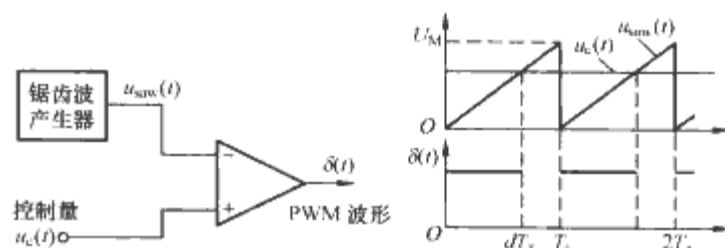


图 12.3-17 调制器原理

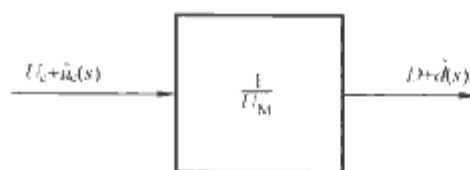


图 12.3-18 调制器模型

调制器动态输入输出传输比

$$G_m(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{u}_c(s)} = \frac{1}{U_M} \quad (12.3-31)$$

式中: U_M 为锯齿波的峰值。根据式 (12.3-31) 画出调制器动态模型, 如图 12.3-18 所示。

3 电流断续方式 DC/DC 变流器的动态建模

DC/DC 变流器在轻载时会工作在电感电流断续方式 (DCM 方式), 或有时特意将其设计在 DCM 方式。DC/DC 变流器在 DCM 方式时的动态行为与在 CCM 方式时的动态行为存在较大差异, 因此需要建立 DC/DC 变流器在 DCM 时的小信号交流模型。

3.1 DCM 方式 DC/DC 变流器的平均模型

下面以 Buck-Boost 变流器为例, 加以介绍。图 12.3-19 为 Buck-Boost 变流器及电感电压、电流波形。图 12.3-19 (a) 中虚线框部分构成一个两端口开关网络。其中 u_1, i_1 为输入端口变量, u_2, i_2 为输出端口变量。在 $(0, d_1 T_s)$ 期间, MOSFET 开通, 二极管 VD 截止, 输入电源电压 u_g 加在电感 L 上, 于是电感电流 i_L 线性上升, 同时输出滤波电容 C 对负载电阻 R 放电。在 $(d_1 T_s, T_s)$ 期间, MOSFET 关断, 二极管 VD 导通, 电感 L 向输出电容和电阻释放能量。若输出滤波电容 C 较大, 在一个开关周期中输出滤波电容的电压变化很小, 则电感电流 i_L 开始线性下降。若电感的储能

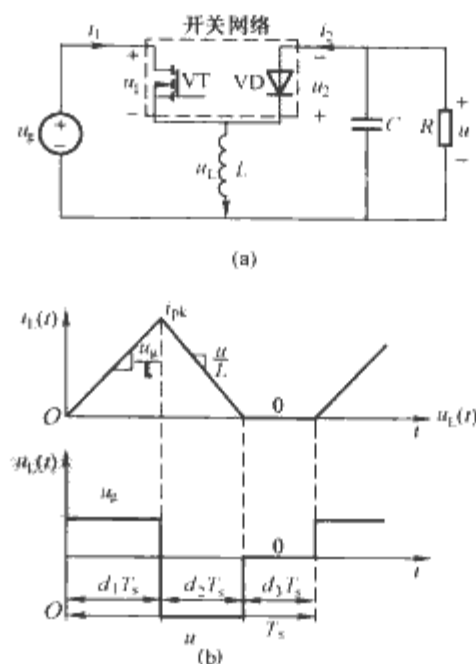


图 12.3-19 Buck-Boost 变流器及电感电压、电流波形
(a) Buck-Boost 变流器; (b) 电感电压、电流波形

有限, 在没有达到本开关周期的末尾时刻 $t=T_s$ 之前, 电感电流 i_L 已下降至零, 即电感电流发生断续。之后, 电感电流保持为零, 直到下一周期开始。如图 12.3-19 (b) 所示, 在 $(0, d_1 T_s)$ 期间, 电感电流 i_L 线性上升; 在 $[d_1 T_s, (d_1 + d_2) T_s]$ 期间, 电感电流 i_L 线性下降; 在 $[(d_1 + d_2) T_s, T_s]$ 期间, i_L 为零。显然有

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (12.3-32)$$

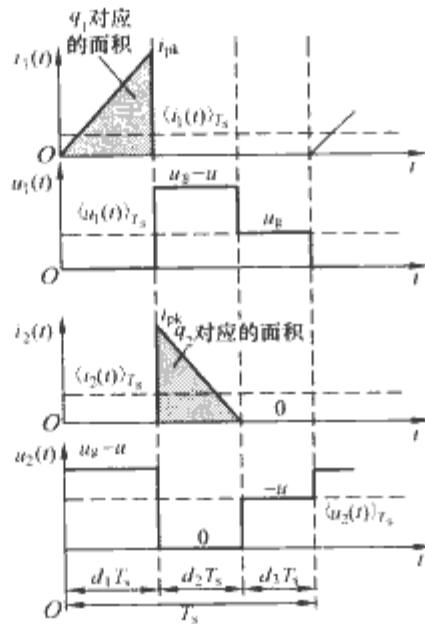


图 12.3-20 开关网络两端口电压、电流

定义开关网络的端口变量为 u_1, i_1, u_2, i_2 。接着, 要建立端口变量开关周期平均值 $\langle u_1 \rangle_{T_s}, \langle i_1 \rangle_{T_s}, \langle u_2 \rangle_{T_s}, \langle i_2 \rangle_{T_s}$ 之间的关系。

电感 L 的电流峰值为

$$i_{pk} = \frac{u_g}{L} d_1 T_s \approx \frac{\langle u_g \rangle_{T_s}}{L} d_1 T_s \quad (12.3-33)$$

如图 12.3-19 (b) 所示, 电感电压开关周期的平均值为

$$\langle u_L(t) \rangle_{T_s} = d_1 \langle u_g(t) \rangle_{T_s} + d_2 \langle u(t) \rangle_{T_s} + d_3 \cdot 0 \quad (12.3-34)$$

另外

$$\begin{aligned} \langle u_L(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_L dt = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} L \frac{di}{dt} dt \\ &= \frac{L}{T_s} [i(t+T_s) - i(t)] \end{aligned} \quad (12.3-35)$$

在 DCM 方式时, 在 $[(d_1 + d_2) T_s, T_s]$ 期间, 电感电流 i_L 为零, 因此存在 $i_L(t) = i_L(t + T_s) = 0$ 。结合式 (12.3-35), 推得电感电压开关周期平均值为 0。在 DCM 方式时, 即使在暂态过程中电感电压在一个开关周期中的平均值总是为 0, 由式 (12.3-34) 和式 (12.3-35) 得到

$$\langle u_L(t) \rangle_{T_s} = d_1(t) \langle u_g(t) \rangle_{T_s} + d_2(t) \langle u(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (12.3-36)$$

由式 (12.3-36), 解出 $d_2(t)$

$$d_2(t) = -d_1(t) \frac{\langle u_g(t) \rangle_{T_s}}{\langle u(t) \rangle_{T_s}} \quad (12.3-37)$$

由图 12.3-20 中 $v_1(t)$ 的波形, 得到输入端口电压 $v_1(t)$ 的平均值为

$$\begin{aligned} \langle u_1(t) \rangle_{T_s} &= d_1(t) \cdot 0 + d_2(t) [\langle u_g(t) \rangle_{T_s} - \langle u(t) \rangle_{T_s}] + d_3(t) \langle u_g(t) \rangle_{T_s} \\ &= -\langle u(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (12.3-38)$$

利用式 (12.3-32)、式 (12.3-37) 消去上式中 d_2 和 d_3 得到

$$\langle u_1(t) \rangle_{T_s} = \langle u_g(t) \rangle_{T_s} \quad (12.3-39)$$

式 (12.3-39) 说明, 两端口开关网络的输入电压的平均值

等于输入电源电压的平均值。

由图 12.3-20 中 u_2 的波形, 可以得到开关网络输出端口 $u_2(t)$ 的开关周期平均值 $\langle u_2(t) \rangle_{T_s}$ 为

$$\begin{aligned} \langle u_2(t) \rangle_{T_s} &= d_1(t) [\langle u_g(t) \rangle_{T_s} - \langle u(t) \rangle_{T_s}] + \\ &\quad d_2(t) \cdot 0 + d_3(t) [-\langle u(t) \rangle_{T_s}] \\ &= -\langle u(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (12.3-40)$$

开关网络输入端口电流 $i_1(t)$ 的平均值为

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_1(t) dt = \frac{1}{2} d_1 i_{pk} \quad (12.3-41)$$

将式 (12.3-33) 代入式 (12.3-41) 消去 i_{pk} , 并结合式 (12.3-39), 求得输入端口的方程:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2(t) T_s}{2L} \langle u_1(t) \rangle_{T_s} \quad (12.3-42)$$

可见在 DCM 方式下 $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ 不等于 $d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}$, 而在 CCM 方式时 $\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ 。

输入端口的方程可表示成

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle u_1(t) \rangle_{T_s}}{R_e(d_1)} \quad (12.3-43)$$

其中 $R_e(d_1) = \frac{2L}{d_1^2 T_s}$ 。

$R_e(d_1)$ 可看作输入端口的等效电阻。于是可以画出输入端口的等效电路, 如图 12.3-21 所示。

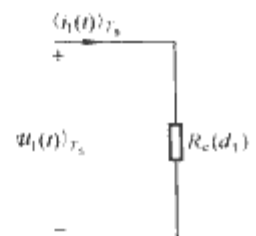


图 12.3-21 输入端口的等效电路

类似地可求出输出端口电流 $i_2(t)$ 的开关周期平均值为

$$\begin{aligned} \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= \frac{d_1^2(t) T_s}{2L} \frac{\langle u_1(t) \rangle_{T_s}^2}{\langle u_2(t) \rangle_{T_s}} \\ &= \frac{1}{R_e(d_1)} \frac{\langle u_1(t) \rangle_{T_s}^2}{\langle u_2(t) \rangle_{T_s}} \\ &= f_i(\langle u_1 \rangle_{T_s}, \langle u_2 \rangle_{T_s}) \end{aligned} \quad (12.3-44)$$

由式 (12.3-44), 输出端口的输出功率可以表示为

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} \langle u_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle u_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d_1)} \quad (12.3-45)$$

可见, 输出端口的输出功率等于输入端口的输入功率。输出端口可以等效一个电流源。该电流源受输入和输出电压控制, 如图 12.3-22 所示。

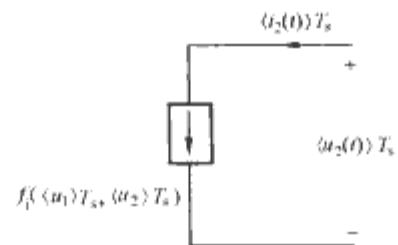


图 12.3-22 输出端口的等效电路

DCM 方式时的平均开关网络模型可用一个无损两端口网络表示, 如图 12.3-23 所示。输入端口符合欧姆定律, 但仅表示 $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ 与 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 的数量关系, 并没有实际在 $R_e(d_1)$ 中消耗能量。实质上, 输入功率无损地从输入端口传送到输出端口。两端口开关网络没有功率损耗, 输入端口与输出端口保持功率平衡。

用图 12.3-23 的 DCM 时, 平均开关网络模型替代如图 12.3-19 (a) 所示中的 Buck-Boost 变流器中的开关网络, 得到 DCM 方式的 Buck-Boost 变流器的平均模型如图 12.3-24 所示。

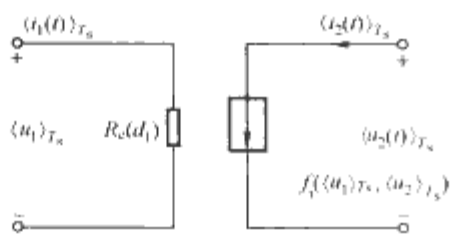


图 12.3-23 DCM 时的平均开关网络模型

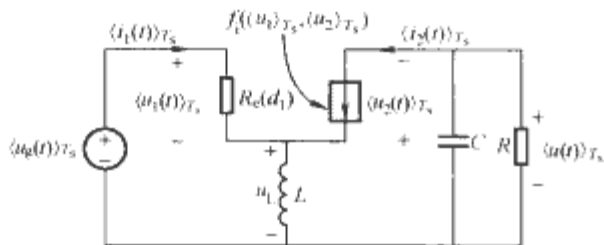


图 12.3-24 DCM 工作方式 Buck-Boost 变流器平均模型

类似地，可以推导出在 DCM 方式工作的其他 DC/DC 变流器的平均模型。如图 12.3-25 所示为 DCM 工作方式 Buck 变流器平均模型，其中 $R_e = \frac{2L}{d^2 T_s}$ 。

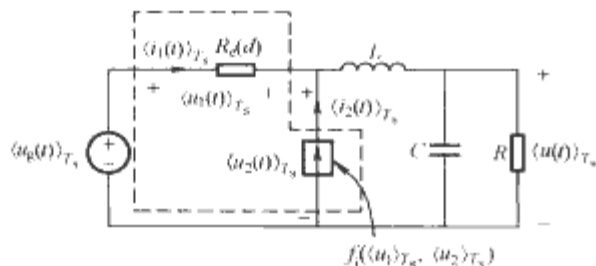


图 12.3-25 DCM 工作方式 Buck 变流器平均模型

如图 12.3-26 所示为 DCM 方式 Boost 变流器平均模型，其中 $R_e = \frac{2L}{d^2 T_s}$ 。

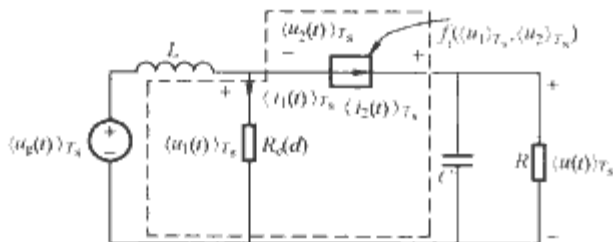


图 12.3-26 DCM 工作方式 Boost 变流器平均模型

3.2 DCM 变流器小信号交流模型

基于上面推导的 DCM 工作方式 Buck-Boost 变流器平均模型，经静态工作点附近的线性化处理，可以得到 DCM 工作方式 Buck-Boost 变流器小信号交流模型，如图 12.3-27 所示。

在 DCM 时一般电感 L 相对较小，通常在推导 DCM 变流器小信号交流模型中可以忽略。于是，DCM 方式 Buck 变

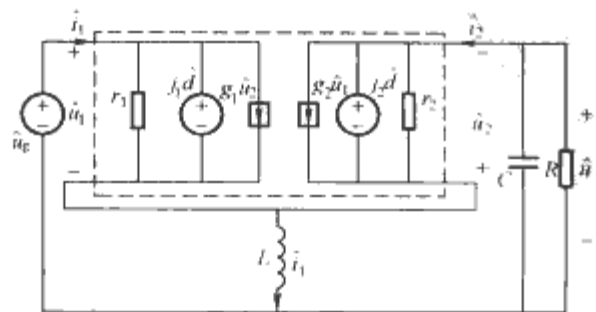


图 12.3-27 DCM 工作方式 Buck-Boost 变流器小信号交流模型

流器、DCM 方式 Boost 变流器和 DCM 方式 Buck-Boost 变流器均可用以下小信号交流模型描述。

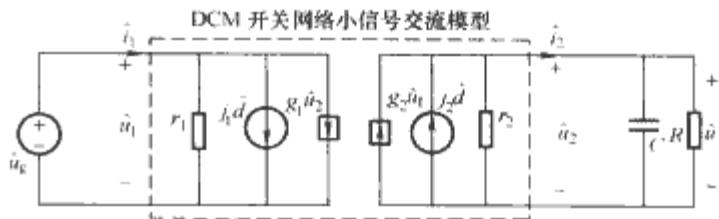


图 12.3-28 当电感 L 近似为零时 DCM 时小信号交流模型

表 12.3-3 给出 DCM 方式下 Buck、Boost、Buck-Boost 变流器对应开关网络的小信号交流模型的参数。

表 12.3-3 DCM 开关网络模型的小信号交流模型的参数

开关种类	g_1	j_1	r_1	g_2	j_2	r_2
Buck	$\frac{1}{R_e}$	$\frac{2(1-M)U_1}{dR_e}$	R_e	$\frac{2-M}{MR_e}$	$\frac{2(1-M)U_1}{dMR_e}$	MR_e
Boost	$\frac{1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{2MU_1}{d(M-1)R_e}$	$\frac{(M-1)^2}{M} R_e$	$\frac{2M-1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{2U_1}{d(M-1)R_e}$	$(M-1)^2 R_e$
Buck-Boost	0	$\frac{2U_1}{dR_e}$	R_e	$\frac{2}{MR_e}$	$\frac{2U_1}{dMR_e}$	MR_e

由图 12.3-28 可以求出控制至输出传递函数可以简化为

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{d}(s)} \bigg|_{\hat{u}_g(s)=0} = \frac{G_{d0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (12.3-46)$$

输入至输出传递函数简化为

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{u}(s)}{\hat{u}_g(s)} \bigg|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (12.3-47)$$

其中 $G_{d0} = j_2(R \parallel r_2)$, $\omega_p = \frac{1}{(R \parallel r_2)C}$, $G_{g0} = g_2(R \parallel r_2) = M$ 。

表 12.3-4 列出了 DCM 方式的基本变流器传递函数的主要参数。

表 12.3-4 DCM 方式的基本变流器传递函数中的主要参数

变流器类型	G_{d0}	G_{g0}	ω_p
Buck	$\frac{2U}{D} \frac{1-M}{2-M}$	M	$\frac{2-M}{(1-M)RC}$
Boost	$\frac{2U}{D} \frac{M-1}{2M-1}$	M	$\frac{2M-1}{(M-1)RC}$
Buck-Boost	$\frac{U}{D}$	M	$\frac{2}{RC}$

4 DC/DC 变流器的峰值电流控制

4.1 电流峰值控制的概念

在 DC/DC 变流器中，一般控制功率开关占空比的 PWM 信号是由调制信号与锯齿波载波信号比较获得的。而在电流峰值控制（CPM）中，用功率开关的电流波形替代普通 PWM 调制电路中的载波信号，与调制信号进行比较，以获得 PWM 调制信号。

图 12.3-29 给出 Buck 变流器采用电流峰值控制的原理框图。参考电压 U_{ref} 与变流器输出电压 $u(t)$ 相减所得的误差信号经补偿网络放大作为 PWM 调制器的调制信号，而将流过开关器件 VT1 的电流取样信号 $i_s(t)R_l$ 作为载波信号。

每个开关周期之初,由时钟脉冲置位 RS 触发器,于是开关器件 VT1 导通,之后电感电流逐渐增加,如图 12.3-30 所示。当检测的电流信号 $i_s(t)R_f$ 大于调制信号 $i_c(t)R_f$ 时,比较器翻转并复位 RS 触发器,这样功率开关被关断,电感 L 中的电流 $i_L(t)$ 通过 VD1 续流。

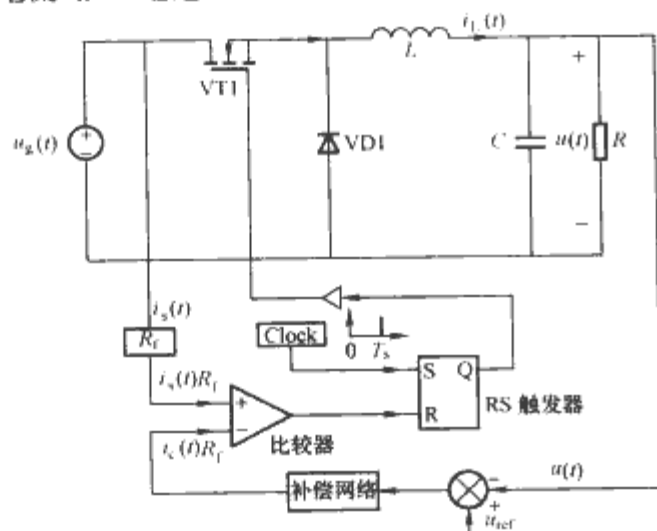


图 12.3-29 电流峰值控制框图

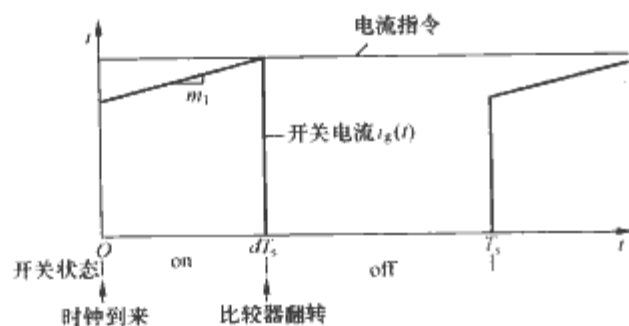


图 12.3-30 电流峰值控制原理

电流峰值控制的突出优点是具备限流保护功能,提高了可靠性。另外,可防止在推挽式、桥式电路中变压器磁心饱和问题。电流峰值控制的缺点是对电路噪声较敏感。

可以证明当占空比 $D > 0.5$ 时,电流峰值控制本质上是不稳定的,与电路拓扑无关。一般通过加上一个锯齿波补偿信号,使电流控制成为稳定。本节首先讨论电流控制的稳定性问题和锯齿波信号补偿方法。

4.2 锯齿波补偿电流峰值控制的稳定性分析

图 12.3-31 (a) 为具有电流补偿的电流峰值控制电路。补偿信号为 $i_a(t)R_f$, 对应锯齿波补偿电流为 $i_a(t)$, 如图 12.3-31 (b) 所示。引入锯齿波电流补偿信号是为了拓展占空比的工作范围,实现峰值电流稳定控制。

功率开关电流信号 $i_s(t)R_f$ 与补偿信号 $i_a(t)R_f$ 之和与控制信号 $u_c = i_c R_f$ 进行比较。加入锯齿波补偿信号后,比较器反转的条件发生变化,即功率开关器件 VT1 关断的条件变为

$$i_a(dT_s) + i_L(dT_s) = i_c \quad (12.3-48)$$

即

$$i_L(dT_s) = i_c - i_a(dT_s) \quad (12.3-49)$$

如图 12.3-32 所示,加入锯齿波补偿后,电流指令值从恒定的 i_c 变成脉动的修正电流指令值 $i' = i_c - i_a(dT_s)$ 。下面分析为什么加入锯齿波补偿可以扩展电流峰值控制时的占空比 D 工作范围。

由图 12.3-32 中扰动前的电感电流波形,可得修正后电流指令值 i'_c 与电感电流初始值 $i_L(0) = I_{L0}$ 和占空比 D 的关系

$$i'_c(DT_s) = I_{L0} + m_1 DT_s \quad (12.3-50)$$

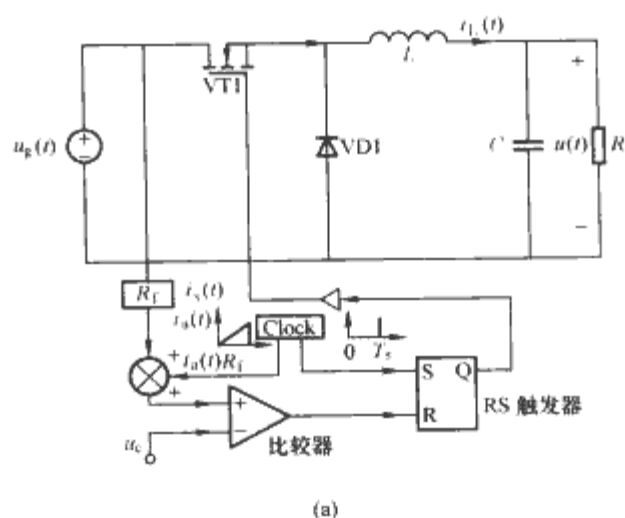


图 12.3-31 锯齿波补偿稳定电流控制

(a) 锯齿波补偿原理图; (b) 锯齿波补偿信号

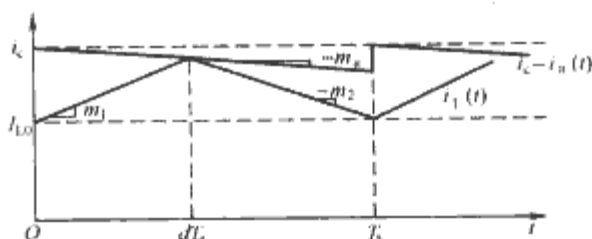


图 12.3-32 锯齿波补偿后峰值电流控制原理

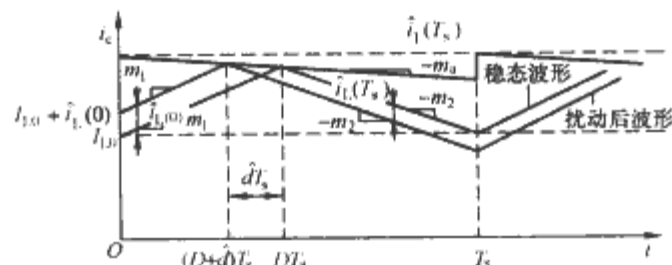


图 12.3-33 锯齿波补偿后峰值电流控制的扰动情况

由图 12.3-33 中扰动后的电感电流波形,可得电流指令值 i'_c 与扰动后电感电流初始值 $i_L(0) = I_{L0} + \hat{i}_L(0)$ 和扰动后的占空比 $(D + \hat{d})$ 的关系为

$$i'_c[(D + \hat{d})T_s] = I_{L0} + \hat{i}_L(0) + m_1(D + \hat{d})T_s \quad (12.3-51)$$

式 (12.3-51) 减去式 (12.3-50) 得

$$i'_c[(D + \hat{d})T_s] - i'_c(DT_s) = \hat{i}_L(0) + m_1 \hat{d}T_s \quad (12.3-52)$$

由图 12.3-33 得到

$$i'_c[(D + \hat{d})T_s] - i'_c(DT_s) = -m_a \hat{d}T_s \quad (12.3-53)$$

结合式 (12.3-52) 和式 (12.3-53) 得到

$$\hat{i}_L(0) = -\hat{d}T_s(m_1 + m_a) \quad (12.3-54)$$

类似可推得一个开关周期末时刻电感电流扰动为

$$\hat{i}_L(T_s) = \hat{d}T_s(m_2 - m_a) \quad (12.3-55)$$

结合式 (12.3-54) 和式 (12.3-55), 得到

$$\hat{i}_L(T_s) = \hat{i}_L(0) \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right) \quad (12.3-56)$$

式 (12.3-56) 表示一个开关周期末时的电感电流的扰动量 $\hat{i}_L(T_s)$ 等于开关周期初的电感电流的扰动量 $\hat{i}_L(0)$ 与因子 $\left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a}\right)$ 的乘积。

可以推得电感电流的初始扰动经过 n 个周期传递后变为

$$\begin{aligned}\hat{i}_L(nT_s) &= \hat{i}_L((n-1)T_s) \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a}\right) \\ &= \hat{i}_L(0) \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a}\right)^n = \hat{i}_L(0)\theta^n\end{aligned}\quad (12.3-57)$$

其中

$$\alpha = -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \quad (12.3-58)$$

加入锯齿波补偿后, 使 α 的分母绝对值增加, 分子绝对值减小。这样使 α 的绝对值减小, 有利于电感电流的收敛。

若选择锯齿波补偿的斜率 $m_a = 0.5m_2$, 当占空比 $D = 1$ 时, 则 $\alpha = -1$; 而当占空比 $0 \leq D < 1$ 时, 则 $|\alpha| < 1$, 表明电流峰值控制总是稳定的。 $m_a = 0.5m_2$ 是 m_a 临界值。

若选择 $m_a = m_2$, 则 $\alpha = 0$, 为 Deadbeat 控制, 一个开关周期就可使电感电流进入稳态。

电流峰值控制的 PWM 调制信号的产生方式与一般 PWM 调制器的占空比的产生方式不同, 必然会对动态性能产生影响。为研究其动态性能, 需为其建立动态模型。

4.3 一阶模型

为了设计图 12.3-34 的内环采用电流峰值控制的电源系统外部电压环, 需要首先获得采用电流峰值控制的内环的传递函数。本节讨论采用电流峰值控制的内环的动态模型的建立方法。

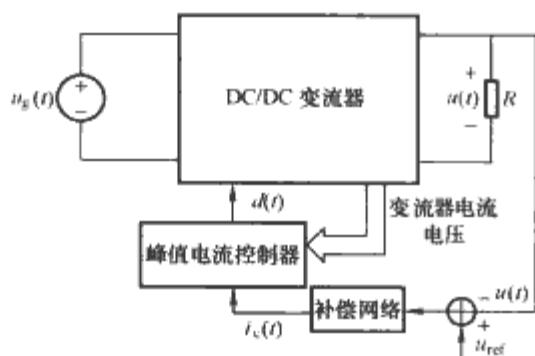


图 12.3-34 内环采用电流峰值控制的电源系统

当 DC/DC 变流器工作在电流连续方式 (CCM), 如果补偿锯齿波信号的幅度较小, 则可以忽略其影响。另外, 若忽略电感电流纹波, 假定电感电流完全跟踪指令电流, 认为电感电流等于指令电流值, 即

$$\hat{i}_L(s) \approx \hat{i}_c(s) \quad (12.3-59)$$

式中: $\hat{i}_c(s)$ 为电流指令信号。

采用式 (12.3-59) 推得的电流峰值控制的内环的传递函数为一阶系统模型, 因此称该建模方法为一阶模型方法。

一般可得到电流峰值控制 DC/DC 变流器的标准模型如图 12.3-35 所示。标准模型的参数与 DC/DC 变流器的类型

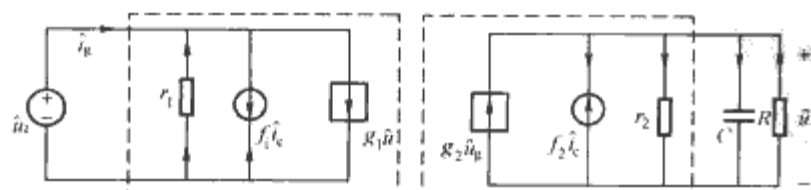


图 12.3-35 电流峰值控制 (CPM) 标准模型

有关, 如表 12.3-5 所示。

表 12.3-5 电流峰值控制小信号模型

变流器	g_1	f_1	r_1	g_2	f_2	r_2
Buck	$\frac{D}{R}$	$D\left(1 + \frac{d}{R}\right)$	$-\frac{R}{D^2}$	0	1	∞
Boost	0	1	∞	$\frac{1}{D'R}$	$D'\left(1 - \frac{d}{D'^2 R}\right)$	R
Buck-Boost	$-\frac{D}{R}$	$D\left(1 + \frac{d}{D'R}\right)$	$-\frac{D'R}{D^2}$	$-\frac{D^2}{D'R}$	$-D'\left(1 - \frac{d}{D'^2 R}\right)$	$\frac{R}{D}$

4.4 改进电流控制模型

一阶模型忽略电感电流纹波和补偿锯齿波电流, 因此仅适用于电感电流纹波较小, 同时补偿锯齿波电流斜率较小的场合。实际上, 当电感电流脉动较大, 且存在补偿锯齿波时, $i_L(t)$ 的开关周期平均值与电流指令 i_c 的开关周期平均值之间差异较大, 一阶模型不再适用。举一个极端的例子, 当工作在临界电流导电方式, $i_L(t)$ 的开关周期平均值仅为电流指令 i_c 的开关周期平均值的 1/2, 显然与一阶模型公式 (12.3-59) 的情况差别很大。图 12.3-36 给出电流峰值控制时电感电流 $i_L(t)$ 、电流指令 i_c 、补偿电流 i_a 的关系, 可得电感电流的开关周期值平均值。

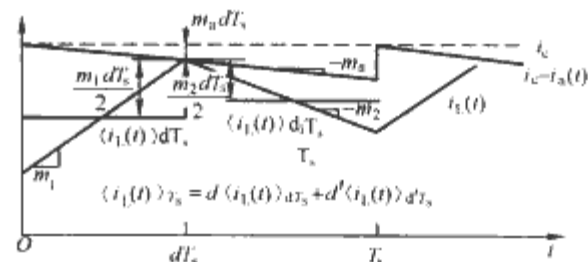


图 12.3-36 电流峰值控制方式

由图 12.3-36, 可以导出电感电流的开关周期值平均值

$$\begin{aligned}\langle i_L(t) \rangle_{T_s} &= \langle i_c(t) \rangle_{T_s} - m_a d T_s - d \frac{m_1 d T_s}{2} - d' \frac{m_2 d' T_s}{2} \\ &= \langle i_c(t) \rangle_{T_s} - m_a d T_s - m_1 \frac{d^2 T_s}{2} - m_2 \frac{d'^2 T_s}{2}\end{aligned}\quad (12.3-60)$$

引入扰动, 各变量为

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (12.3-61)$$

$$\langle i_c(t) \rangle_{T_s} = I_c + \hat{i}_c(t) \quad (12.3-62)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (12.3-63)$$

$$m_1(t) = M_1 + \hat{m}_1(t) \quad (12.3-64)$$

$$m_2(t) = M_2 + \hat{m}_2(t) \quad (12.3-65)$$

假定补偿锯齿波的斜率恒定, 即 $m_a = M_a$ 。引入扰动后, 电感电流 $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ 为

$$\begin{aligned}[I_L + \hat{i}_L(t)] &= [I_c + \hat{i}_c(t)] - M_a T_s (D + \hat{d}(t)) - \\ &\quad (M_1 + \hat{m}_1(t)) (D + \hat{d}(t))^2 \frac{T_s}{2} - \\ &\quad (M_2 + \hat{m}_2(t)) (D' - \hat{d}(t))^2 \frac{T_s}{2}\end{aligned}\quad (12.3-66)$$

略去高阶项, 保留一阶项, 得到

$$\begin{aligned}\hat{i}_L(t) &= \hat{i}_c(t) - (M_a T_s + D M_1 T_s - D' M_2 T_s) \hat{d}(t) - \\ &\quad \frac{D^2 T_s}{2} \hat{m}_1(t) - \frac{D'^2 T_s}{2} \hat{m}_2(t)\end{aligned}$$

利用稳态关系 $\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{D'}$, 简化得到

$$\dot{i}_L(t) = \dot{i}_c(t) - M_a T_s \dot{d}(t) - \frac{D^2 T_s}{2} \dot{m}_1(t) - \frac{D'^2 T_s}{2} \dot{m}_2(t) \quad (12.3-67)$$

求出占空比 $\dot{d}(t)$

$$\dot{d}(t) = \frac{1}{M_a T_s} \left[\dot{i}_c(t) - \dot{i}_L(t) - \frac{D^2 T_s}{2} \dot{m}_1(t) - \frac{D'^2 T_s}{2} \dot{m}_2(t) \right] \quad (12.3-68)$$

式(12.3-68)经过整理, 电流峰值控制时占空比函数的一般形式为

$$\dot{d}(t) = F_m [\dot{i}_c(t) - \dot{i}_L(t) - F_g \hat{v}_g(t) - F_v \hat{v}(t)] \quad (12.3-69)$$

其中 $F_m = 1/(M_a T_s)$, 对应各种变流器的 F_g 、 F_v 参数如表 12.3-6 所示。

表 12.3-6 电流峰值控制变流器的占空比函数的参数表

变流器	F_g	F_v
Buck	$\frac{D^2 T_s}{2L}$	$\frac{(1-2D)T_s}{2L}$
Boost	$\frac{(2D-1)T_s}{2L}$	$\frac{D'^2 T_s}{2L}$
Buck-Boost	$\frac{D^2 T_s}{2L}$	$-\frac{D'^2 T_s}{2L}$

由电流控制的占空比公式 $\dot{d}(t) = F_m [\dot{i}_c(t) - \dot{i}_L(t) - F_g \hat{v}_g(t) - F_v \hat{v}(t)]$, 可以画出电流控制部分的框图, 如图 12.3-37 所示。

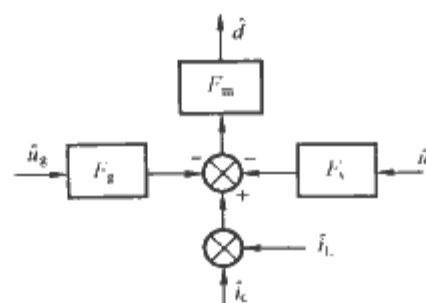


图 12.3-37 电流控制器的框图

将上述电流控制器的框图应用于各种 DC/DC 变流器小信号交流模型, 即可得到对应变流器电流控制的模型, 如图 12.3-38~图 12.3-40 所示。

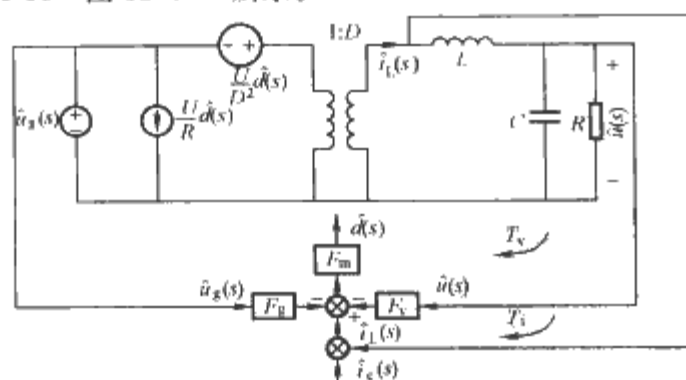


图 12.3-38 CPM 方式 Buck 变流器模型

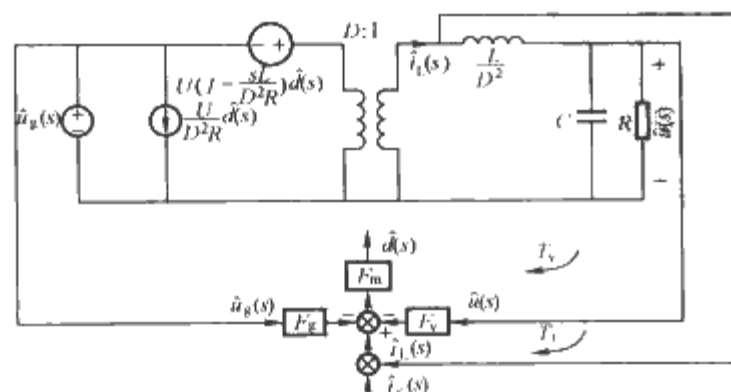


图 12.3-39 CPM 方式 Boost 变流器模型

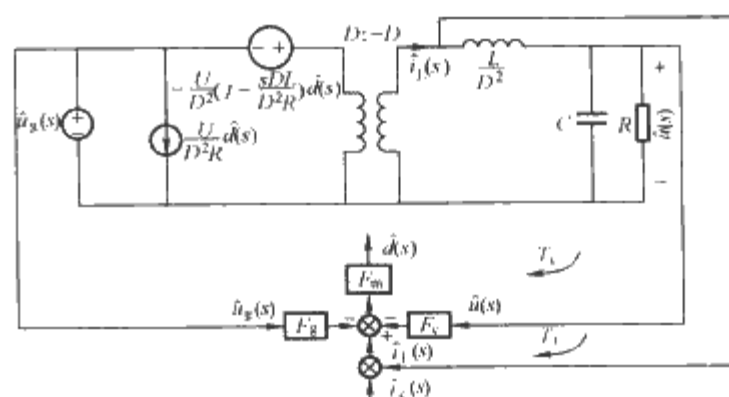


图 12.3-40 CPM 方式 Buck-Boost 变流器模型

5 逆变器的动态模型

单相半桥式电路如图 12.3-41 所示。 E_1 、 E_2 表示正负直流母线电压; S1、S2 为半导体开关器件; L 为滤波电感, r 为其等效串联电阻, C 为滤波电容, R 为负载。

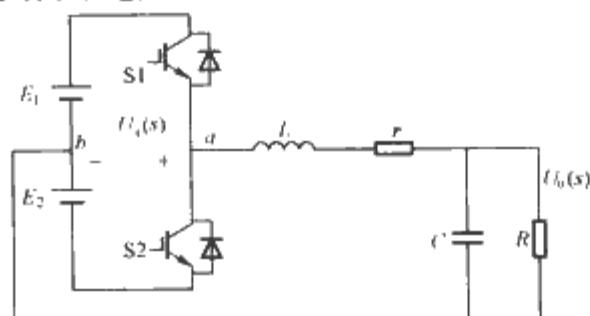


图 12.3-41 单相半桥式电路

由图 12.3-41, 可以推出输出电压 $U_o(s)$ 和 a 、 b 两点电压 $U_i(s)$ 之间的传递函数 $G(s)$ 为

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + Cs}}{\frac{1}{\frac{1}{R} + Cs} + Ls + r} = \frac{1}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + rC\right)s + 1 + \frac{r}{R}} \quad (12.3-70)$$

当忽略滤波电感的等效串联电阻 r 时, 式(12.3-70)可以简化为

$$G(s) = \frac{1}{CLs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (12.3-71)$$

在逆变电路控制模型中, 参考正弦波 $U_m \sin(\omega t)$ 和三角波比较得到的脉冲去控制各功率开关器件。由于开关状态是不连续的, 分析时应采用状态空间平均法。双极性 SPWM 调制时, u_i 可以表示为

$$u_i = E(2S - 1) \quad (12.3-72)$$

式中: S 为开关函数。当 S1 (或 D1) 导通时, $S=1$; 当 S2 (或 D2) 导通时, $S=0$ 。

显然, 由于开关函数 S 的存在, 式(12.3-72)中 u_i 不连续。对式(12.3-72)求开关周期平均, 得到

$$\langle u_i \rangle_{T_s} = E \cdot (2 \langle S \rangle_{T_s} - 1) \quad (12.3-73)$$

这里 $\langle u_i \rangle_{T_s}$ 表示 u_i 的开关周期平均值。而 S 的开关周期平均值为

$$\langle S \rangle_{T_s} = D(t) \quad (12.3-74)$$

$D(t)$ 为占空比, 由图 12.3-42 得到

$$D = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_m}{U_{tri}} \right) \quad (12.3-75)$$

式中: u_m 为参考正弦波信号; U_{tri} 为三角载波峰值。

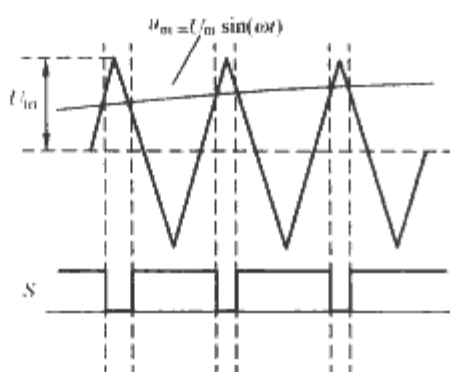


图 12.3-42 SPWM 调制示意图

把式 (12.3-74) 和 (12.3-75) 代入式 (12.3-73) 有

$$\langle u_i \rangle_{T_s} = E \cdot \frac{u_m}{U_{tri}} \quad (12.3-76)$$

所以

$$\frac{\langle u_i \rangle_{T_s}}{u_m} = \frac{E}{U_{tri}} \quad (12.3-77)$$

因此, 从调制器输入至逆变桥输出的传递函数为

$$K_{pwm} = \frac{U_i(s)}{U_m(s)} = \frac{E}{U_{tri}} \quad (12.3-78)$$

从式 (12.3-78) 可以看出, 在 SPWM 中, 载波频率 (开关频率) 远高于逆变器输出频率时, 逆变桥部分可以看成是一个比例环节, 比例系数即为 K_{pwm} 。

结合式 (12.3-70) 和式 (12.3-78), 可得到调制器输入至逆变器输出的传递函数

$$\begin{aligned} G_o(s) &= \frac{U_o(s)}{U_m(s)} = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} \frac{U_i(s)}{U_m(s)} \\ &= \frac{1}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + \tau C\right)s + 1 + \frac{\tau}{R}} \frac{E}{U_{tri}} \end{aligned} \quad (12.3-79)$$

根据传递函数 $G_o(s)$ 的表达式, 可以得到其等效框图, 如图 12.3-43 所示。

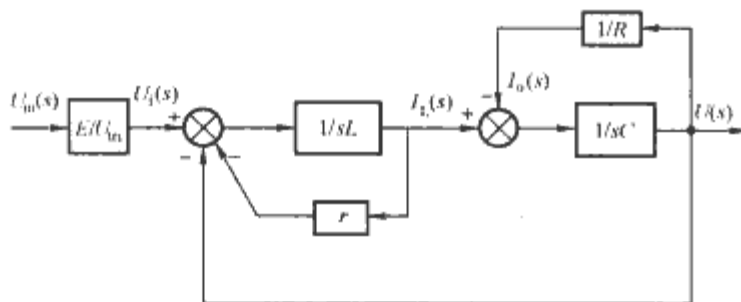


图 12.3-43 单相逆变器主电路等效框图

在忽略电感 L 和电容 C 的寄生电阻后, 得到系统的控制框图, 如图 12.3-44 所示。内环采用的电压瞬时值控制, 通过瞬时值控制获得快速的动态性能, 保证输出畸变率较低。为了保证输出波形有效值精度, 在瞬时值环外面加了个平均值环来对输出波形的幅值进行调整, 这样具有较高的输出精度。图 12.3-44 中 $G_1(s)$ 为被控对象, 其中 $K_{pwm} = \frac{E}{U_{tri}}$ 为逆变桥的增益, $R/(LCs^2 + Ls + R)$ 为忽略电感 L 、电容 C 的寄生电阻后的 LC 滤波器传递函数。 $H_1(s)$ 和 $H_2(s)$ 分别为内环和外环的 PI 调节器。

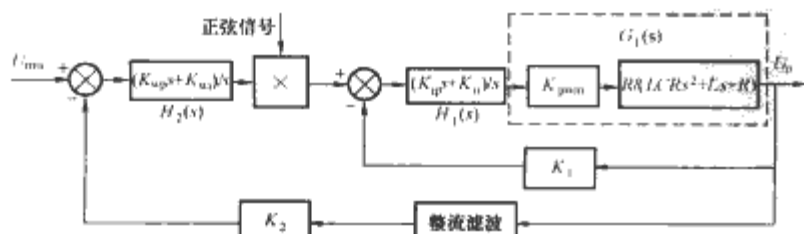


图 12.3-44 逆变系统控制框图

6 三相 PWM 功率变流器的动态模型

根据用途, 三相 PWM 变流器可分为三相 PWM 整流器和三相 PWM 逆变器。图 12.3-45 为三相 PWM 整流器, 图 12.3-46 为三相 PWM 逆变器。

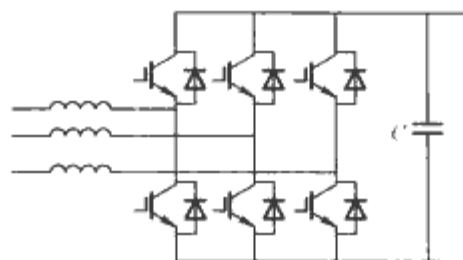


图 12.3-45 三相 PWM 整流器

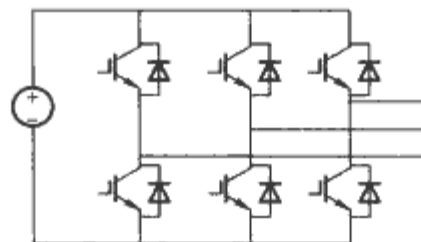


图 12.3-46 三相 PWM 逆变器

为设计三相 PWM 变流器, 需要探讨三相 PWM 变流器的动态模型和控制器的设计。三相 PWM 变流器主要由三相 PWM 变流器功率回路、PWM 调制器、电流控制器、电压控制器构成。为进行电流控制环和电压控制环的设计, 因此需要逐一探讨各部分的建模问题。三相 PWM 变流器建模的步骤如下:

(1) 建立开关模型。开关模型关于时间轴是不连续的, 为时变系统。

(2) 建立静止坐标系平均模型。静止坐标系平均模型是在静止坐标系下原开关模型经开关周期平均而得到。它关于时间轴是连续的, 但仍为时变系统。

(3) D - Q 旋转坐标系平均模型。将静止坐标系平均模型经 D - Q 坐标变换, 得到 D - Q 旋转坐标系平均模型。它一般仍是非线性系统。

(4) 求线性化小信号交流模型。

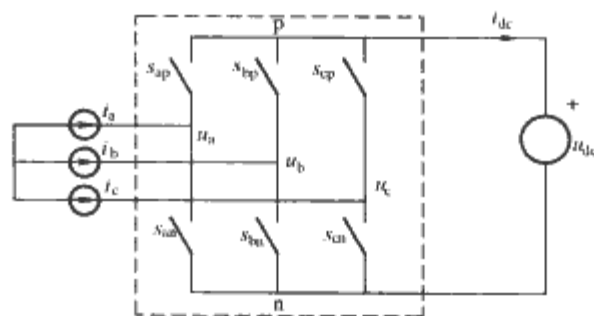


图 12.3-47 三相电压型 PWM 变流器

6.1 三相电压型 PWM 整流器的开关周期平均模型

三相电压型 PWM 整流器或逆变器中有 6 个开关器件, 如图 12.3-47 所示。假定 s_{ap} 、 s_{bp} 、 s_{cp} 表示上半桥中分别连接 a 相、b 相、c 相的开关器件的状态, s_{an} 、 s_{bn} 、 s_{cn} 表示下半桥中分别连接 a 相、b 相、c 相的开关器件的状态。开关动作不应造成电压源或电容的短路, 或者电流源或电感的开路。在三相电压型 PWM 整流器或逆变器中, 任一瞬间每相中只有一个开关器件导通, 因此, 每相的上、下开关之间满足如下约束条件

$$s_{ip} + s_{in} = 1; i \in \{a, b, c\} \quad (12.3-80)$$

定义相开关函数

$$s_i = s_{ip} = 1 - s_{in}; i \in \{a, b, c\} \quad (12.3-81)$$

在三相电压型 PWM 整流器或逆变器中, 交流侧线电压与直流电压之间存在一定关系。可以写出交流侧三相线电压与直流电压的关系

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_a - s_b \\ s_b - s_c \\ s_c - s_a \end{bmatrix} u_{dc} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix} u_{dc} \quad (12.3-82)$$

其中 $u_{ab} = u_a - u_b, u_{bc} = u_b - u_c, u_{ca} = u_c - u_a$, 而

$$s_{ab} = s_a - s_b \quad (12.3-83)$$

$$s_{bc} = s_b - s_c \quad (12.3-84)$$

$$s_{ca} = s_c - s_a \quad (12.3-85)$$

s_{ab}, s_{bc}, s_{ca} 称为线开关状态。

定义虚拟线电流 i_{ab}, i_{bc}, i_{ca} , 并满足关系

$$i_a = i_{ab} - i_{ca} \quad (12.3-86)$$

$$i_b = i_{bc} - i_{ab} \quad (12.3-87)$$

$$i_c = i_{ca} - i_{bc} \quad (12.3-88)$$

而且 $i_{ab} + i_{bc} + i_{ca} = 0$ 。

可以求得虚拟线电流

$$i_{ab} = \frac{1}{3}(i_a - i_b) \quad (12.3-89)$$

$$i_{bc} = \frac{1}{3}(i_b - i_c) \quad (12.3-90)$$

$$i_{ca} = \frac{1}{3}(i_c - i_a) \quad (12.3-91)$$

可以写出交流侧三相电流与直流电流的关系

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} s_a & s_b & s_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (12.3-92)$$

代入式 (12.3-86)、式 (12.3-87)、式 (12.3-88) 和式 (12.3-83)、式 (12.3-84)、式 (12.3-85) 到式 (12.3-92), 得到

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \begin{bmatrix} s_a & s_b & s_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_a & s_b & s_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ab} - i_{ca} \\ i_{bc} - i_{ab} \\ i_{ca} - i_{bc} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_{ab} & s_{bc} & s_{ca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12.3-93)$$

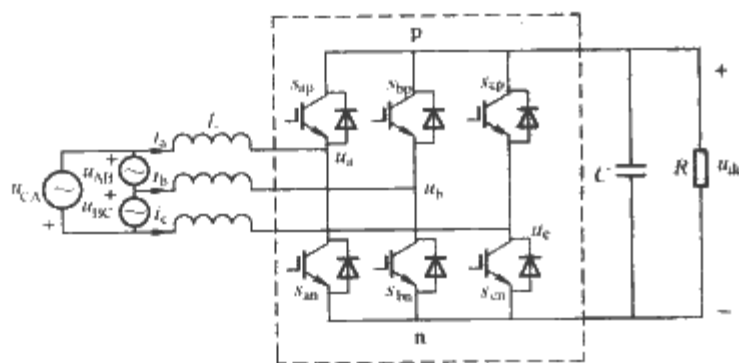


图 12.3-48 三相电压型 PWM 整流器

由图 12.3-48, 列写三相电压型 PWM 整流器交流侧的状态方程为

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a - i_b \\ i_b - i_c \\ i_c - i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a - u_b \\ u_b - u_c \\ u_c - u_a \end{bmatrix} \quad (12.3-94)$$

代入式 (12.3-89)、式 (12.3-90)、式 (12.3-91), 得到

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = 3L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (12.3-95)$$

由图 12.3-48, 列写直流侧的方程为

$$i_{dc} = C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R} \quad (12.3-96)$$

合写式 (12.3-95) 和式 (12.3-96), 整理得到

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{u_{dc}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-97)$$

定义向量

$$\begin{aligned} \vec{u}_{1-1} &= \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} & u_{1-1} &= \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \\ \vec{i}_{1-1} &= \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} & \vec{s}_{1-1} &= \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12.3-98)$$

引入向量定义后, 状态方程 (12.3-97) 可以表示成

$$\begin{cases} \frac{d\vec{i}_{1-1}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{u}_{1-1} - \frac{1}{3L} \vec{s}_{1-1} \cdot \vec{u}_{1-1} \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{u_{dc}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-99)$$

采用向量定义式, 交流电量与直流电的关系式 (12.3-82) 和式 (12.3-92) 可改写成向量形式

$$\vec{u}_{1-1} = \vec{s}_{1-1} \cdot u_{dc} \quad (12.3-100)$$

$$i_{dc} = \vec{s}_{1-1}^T \cdot \vec{i}_{1-1} \quad (12.3-101)$$

将式 (12.3-100) 和式 (12.3-101) 代入式 (12.3-99)

$$\begin{cases} \frac{d\vec{i}_{1-1}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{u}_{1-1} - \frac{1}{3L} \vec{s}_{1-1} \cdot u_{dc} \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{s}_{1-1}^T \cdot \vec{i}_{1-1} - \frac{u_{dc}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-102)$$

上述方程中由于开关函数为不连续函数, 因此为不连续的方程。对状态方程式 (12.3-102), 求开关周期平均值, 得到

$$\begin{cases} \frac{d\langle \vec{i}_{1-1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{3L} \langle \vec{u}_{1-1} \rangle_{T_s} - \frac{1}{3L} \langle \vec{s}_{1-1} \cdot u_{dc} \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} \langle \vec{s}_{1-1}^T \cdot \vec{i}_{1-1} \rangle_{T_s} - \frac{\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-103)$$

经处理和简化, 得到三相电压型 PWM 整流器的开关周期平均模型

$$\begin{cases} \frac{d\langle \vec{i}_{1-1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{3L} \langle \vec{u}_{1-1} \rangle_{T_s} - \frac{1}{3L} \vec{d}_{1-1} \cdot \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{d}_{1-1}^T \cdot \langle \vec{i}_{1-1} \rangle_{T_s} - \frac{\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-104)$$

其中 $\vec{d}_{1-1} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix}$, 这里定义线间占空比为 $d_{ab} = d_a - d_b$,

$$d_{bc} = d_b - d_c, d_{ca} = d_c - d_a.$$

式 (12.3-104) 也可以写成各分量的形式

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{ab} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{bc} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{ca} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \langle u_{AB} \rangle_{T_s} \\ \langle u_{BC} \rangle_{T_s} \\ \langle u_{CA} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \cdot \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ \frac{d \langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{ab} \ d_{bc} \ d_{ca}] \cdot \begin{bmatrix} \langle i_{ab} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{bc} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{ca} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-105)$$

根据上面的开关周期平均模型,可以画出等效电路,如图 12.3-49 所示。

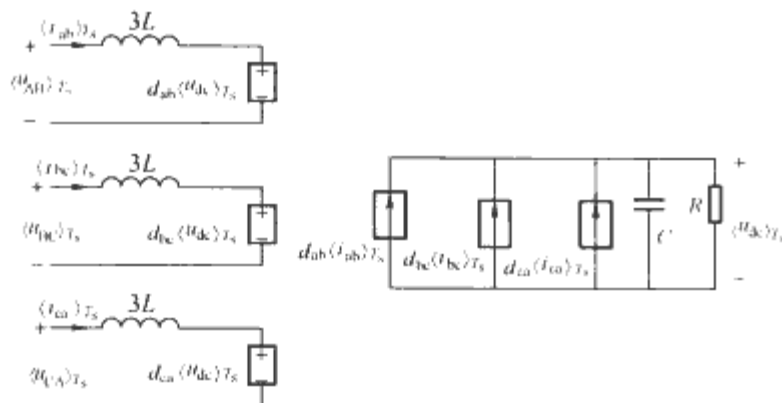


图 12.3-49 三相电压型 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路

三相电压型 PWM 整流器开关周期平均模型为 3 阶系统。若输入电压和占空比函数均为三相对称正弦函数,则稳态时三相虚拟线电流也是正弦波。

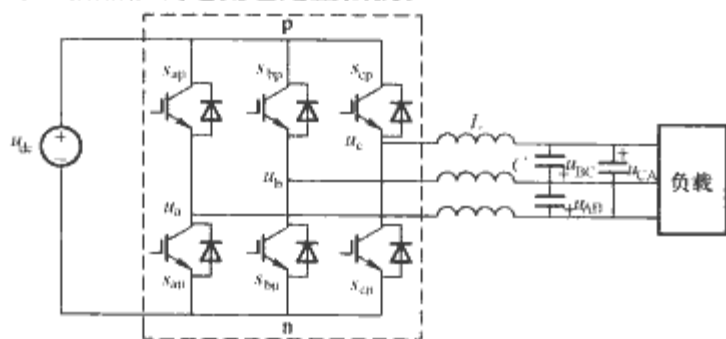


图 12.3-50 三相电压型 PWM 逆变器

6.2 三相电压型 PWM 逆变器的开关周期平均模型

图 12.3-50 为三相电压型 PWM 逆变器。类似地,可以推得三相电压型 PWM 逆变器的开关周期平均模型

$$\begin{cases} \frac{d \langle \vec{i}_{l-1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{d}_{l-1} \cdot \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{1}{3L} \langle \vec{u}_{l-1} \rangle_{T_s} \\ \frac{d \langle \vec{u}_{l-1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} \langle \vec{i}_{l-1} \rangle_{T_s} - \frac{1}{RC} \langle \vec{u}_{l-1} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{dc} \rangle_{T_s} = \vec{d}_{l-1}^T \cdot \langle \vec{i}_{l-1} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (12.3-106)$$

由方程式 (12.3-106),可以得到三相电压型 PWM 逆变器的开关周期平均模型的等效电路,如图 12.3-51 所示。

三相电压型 PWM 逆变器的开关周期平均模型为 4 阶系统。若输入为直流,且占空比函数为三相对称正弦波,则稳态时输出电压、电流均为正弦波。

6.3 dqo 旋转坐标系下三相电压型 PWM 变流器的模型

三相电压型 PWM 整流器的开关周期平均模型或三相电压型 PWM 逆变器的开关周期平均模型都包含三相电量。在

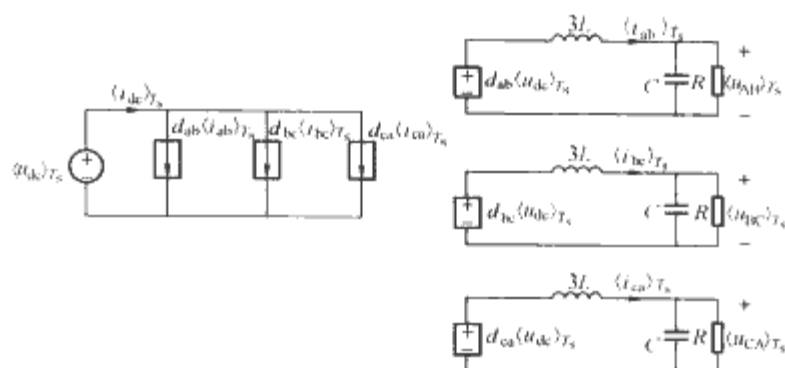


图 12.3-51 三相电压型 PWM 逆变器的开关周期平均模型的等效电路

以基波频率旋转的三相旋转坐标中,三相对称平衡电量将成为直流量,这样可以简化了三相系统开关周期平均模型。应用三相旋转坐标变换,可以写为

$$T_{abc/dqo} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \omega t & -\sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

其中 $\omega = 2\pi f$, f 为电网或 PWM 逆变器输出基波的频率。为简单起见,记 $T = T_{abc/dqo}$ 。

重写三相电压型 PWM 整流器开关周期平均模型

$$\begin{cases} \frac{d \langle \vec{i}_{l-1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{3L} \langle \vec{u}_{l-1} \rangle_{T_s} - \frac{1}{3L} \vec{d}_{l-1} \cdot \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ \frac{d \langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{d}_{l-1}^T \cdot \langle \vec{i}_{l-1} \rangle_{T_s} - \frac{\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-107)$$

将 dqo 旋转坐标系向量到 abc 静止坐标系向量的坐标变换公式 $\langle \vec{i}_{l-1} \rangle_{T_s} = T^{-1} \cdot \langle \vec{i}_{dqo} \rangle_{T_s}$, $\langle \vec{u}_{l-1} \rangle_{T_s} = T^{-1} \cdot \langle \vec{u}_{dqo} \rangle_{T_s}$, $\langle \vec{d}_{l-1} \rangle_{T_s} = T^{-1} \cdot \langle \vec{d}_{dqo} \rangle_{T_s}$ 代入式 (12.3-107), 得到

$$\begin{cases} \frac{d(T^{-1} \cdot \langle \vec{i}_{dqo} \rangle_{T_s})}{dt} = \frac{1}{3L} T^{-1} \cdot \langle \vec{u}_{dqo} \rangle_{T_s} - \frac{1}{3L} T^{-1} \cdot \vec{d}_{dqo} \cdot \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ \frac{d \langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \vec{d}_{l-1}^T \cdot T^{-1} \cdot T \cdot \langle \vec{i}_{l-1} \rangle_{T_s} - \frac{\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-108)$$

整理化简,得到

$$\begin{cases} \frac{d \langle \vec{i}_{dqo} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{3L} \langle \vec{u}_{dqo} \rangle_{T_s} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \langle \vec{i}_{dqo} \rangle_{T_s} - \frac{1}{3L} \vec{d}_{dqo} \cdot \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ \frac{d \langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{d}_{dqo}^T \cdot \langle \vec{i}_{dqo} \rangle_{T_s} - \frac{\langle u_{dc} \rangle_{T_s}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-109)$$

由 dqo 旋转坐标系三相电压型 PWM 整流器的开关周期平均模型可以得到等效电路,如图 12.3-52 所示。

对于三相电压型 PWM 整流器, o 轴对应的方程可略去。于是 dqo 坐标系下三相电压型 PWM 整流器的模型等效电路可以简化为图 12.3-53。

类似地,对式 (12.3-106) 的三相电压型 PWM 逆变器

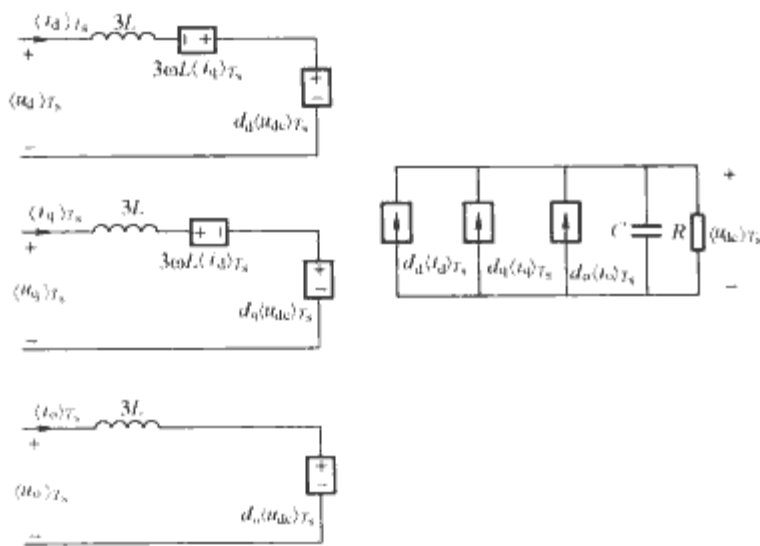


图 12.3-52 dqo 旋转坐标系下三相电压型 PWM 整流器的模型等效电路

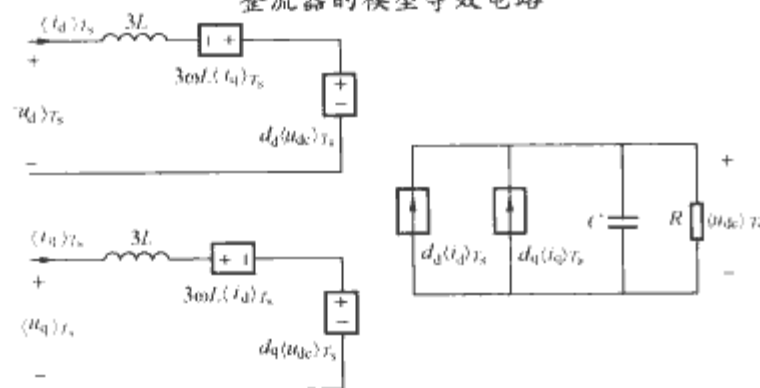


图 12.3-53 略去 o 轴后的 dqo 旋转坐标系下三相电压型 PWM 整流器的简化模型等效电路

的开关周期平均模型应用旋转变换, 得到在 dqo 坐标系下三相电压型 PWM 逆变器开关周期平均模型

$$\begin{cases} \frac{d\langle \hat{i}_{dqo} \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{1}{3L} \langle \hat{u}_{dqo} \rangle_{T_s} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \langle \hat{i}_{dqo} \rangle_{T_s} + \frac{1}{3L} \vec{d}_{dqo} \cdot \langle \hat{u}_{dc} \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle \hat{u}_{dqo} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C} \langle \hat{i}_{dqo} \rangle_{T_s} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \langle \hat{u}_{dqo} \rangle_{T_s} - \frac{1}{RC} \langle \hat{u}_{dqo} \rangle_{T_s} \\ \langle \hat{i}_{dc} \rangle_{T_s} = \vec{d}_{dqo}^T \cdot \langle \hat{i}_{dqo} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (12.3-110)$$

如果 $\langle u_o \rangle_{T_s} \equiv 0, \langle i_o \rangle_{T_s} \equiv 0, d_o \equiv 0$, 这样可以略去 o 轴方程。略去 o 轴方程 dqo 旋转坐标系下三相电压型 PWM 逆变器的简化模型等效电路如图 12.3-54。

对于三相电压型 PWM 逆变器, 条件 $\langle u_o \rangle_{T_s} \equiv 0, \langle i_o \rangle_{T_s} \equiv 0, d_o \equiv 0$ 是否满足要根据具体情况而定。如 PWM 逆变器采用空间向量调制技术情况, $\langle u_o \rangle_{T_s} \equiv 0$ 通常不成立。

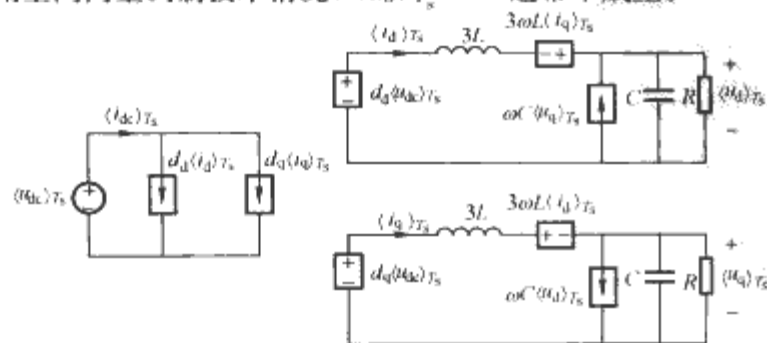


图 12.3-54 dqo 旋转坐标系下三相电压型 PWM 逆变器的简化模型等效电路

6.4 小信号交流模型

三相电压型 PWM 整流器在 dqo 坐标系的平均模型经小信号扰动和线性化处理后, 可以得到

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \cdot U_{dc} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \cdot \hat{u}_{dc} \\ \frac{d\hat{u}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \hat{d}_d & \hat{d}_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} D_d & D_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \frac{\hat{u}_{dc}}{RC} \end{cases} \quad (12.3-111)$$

假定三相输入电源电压为三相对称平衡, 没有扰动, 即 $\hat{u}_d = 0, \hat{u}_q = 0$, 于是上述小信号交流模型可简化为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{u}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{D_d}{3L} \\ -\omega & 0 & -\frac{D_q}{3L} \\ \frac{D_d}{C} & \frac{D_q}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{u}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{U_{dc}}{3L} & 0 \\ 0 & -\frac{U_{dc}}{3L} \\ \frac{I_d}{C} & \frac{I_q}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (12.3-112)$$

由式 (12.3-112) 可以得到三相电压型 PWM 整流器小信号交流模型的等效电路, 如图 12.3-55 所示。

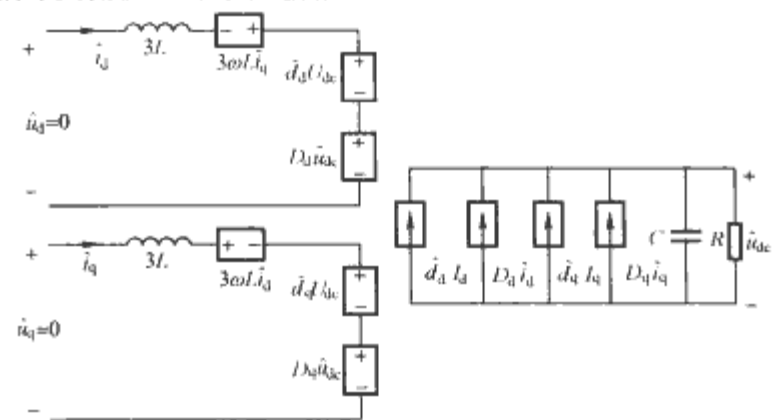


图 12.3-55 三相电压型 PWM 整流器小信号交流模型的等效电路

由此可推得三相电压型 PWM 逆变器在 dqo 坐标系的小信号交流模型为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \cdot U_{dc} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \cdot \hat{u}_{dc} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \\ \hat{i}_{dc} = \begin{bmatrix} D_d & D_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{d}_d & \hat{d}_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12.3-113)$$

假定输入直流电源电压没有扰动, 即 $\hat{u}_{dc} = 0$, 上述小信号交流模型可以简化为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} \\ -\omega & 0 & -\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{dc}}{3L} & 0 \\ 0 & \frac{U_{dc}}{3L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (12.3-114)$$

由式 (12.3-114) 可画出三相电压型 PWM 逆变器小信号交流模型的等效电路, 如图 12.3-56 所示。

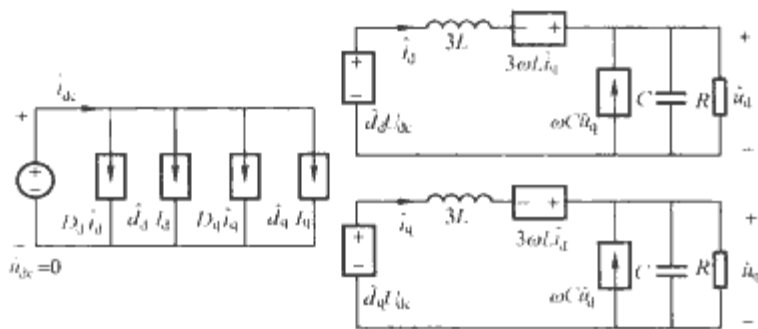


图 12.3-56 三相电压型 PWM 逆变器小信号交流模型的等效电路

7 DC/DC 变流器反馈控制设计

7.1 频率特性

如图 12.3-57 所示为 DC/DC 变流器构成的负反馈控制系统。其中 $G_{vd}(s)$ 为 DC/DC 变流器的占空比 $d(s)$ 至输出 $u_o(s)$ 的传递函数, $G_m(s)$ 为 PWM 脉宽调制器的传递函数, $H(s)$ 表示反馈分压网络的传递函数, $G_c(s)$ 为补偿网络的传递函数。定义 $G(s)$ 为 $G_c(s)G_m(s)G_{vd}(s)$ 。

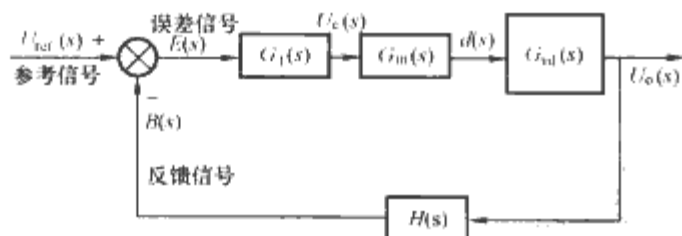


图 12.3-57 DC/DC 变流器闭环系统

回路增益函数 $G(s)H(s)$ 包含了从误差信号 $E(s)$ 至反馈信号 $B(s)$ 之间回路中各环节的传递函数, 即 $\frac{B(s)}{E(s)} = \frac{\text{反馈信号}}{\text{误差信号}} = G(s)H(s)$ 。回路增益函数 $G(s)H(s)$ 项包含了所有闭环极点的信息, 因此可以通过分析 $G(s)H(s)$ 的特性全面把握系统稳定性。波特图法就是基于分析 $G(s)H(s)$ 幅频图和相频图研究系统稳定性。

对于 DC/DC 变流器系统, 其回路增益函数 $G(s)$ $H(s)$ 为

$$G(s)H(s) = G_c(s)G_m(s)G_{vd}(s)H(s) = G_c(s)G_o(s) \quad (12.3-115)$$

其中 $G_o(s) = G_m(s)G_{vd}(s)H(s)$ 为未加补偿网络 $G_c(s)$ 时回路增益函数, 称为原始回路增益函数。原始回路增益函数 $G_o(s)$ 是控制信号 $U_c(s)$ 至反馈信号 $B(s)$ 之间的传递函数。

设 Buck 变流器系统的参数为: 输入电压 $U_g = 48V$, 输出电压 $U_o = 12V$, 输出负载 $R = 0.6\Omega$, 输出滤波电感值 $L = 60\mu H$, 电容值 $C = 4000\mu F$, 开关频率 $f_s = 40kHz$, 即开关周期 $T = 25\mu s$ 。PWM 调制器中锯齿波幅值 $U_M = 2.5V$ 。反馈分压网络传递函数 $H(s) = 0.5$ 。可求出工作占空比: $D = U_o/U_g = \frac{12}{48} = 0.25$ 。将以上参数值代入 (12.3-115) 式, 得到原始回路增益函数为

$$G_o(s) = H(s) \frac{U_o}{DU_M} \frac{1}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC} = \frac{9.6}{1 + 1 \times 10^{-4} s + 2.4 \times 10^{-7} s^2}$$

原始回路增益函数 $G_o(s)$ 波特图如图 12.3-58 所示。幅频图低频段为幅值约 20dB 水平线, 高频段为斜率 $-40dB/dec$ 穿越 0dB 线的折线。幅频图的转折频率为

$$f_{P1,P2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \approx 325Hz$$

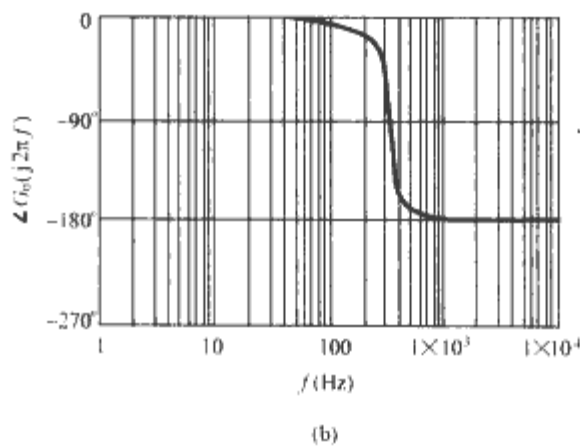
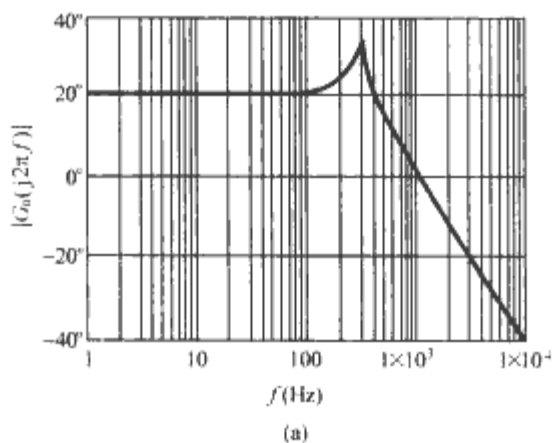


图 12.3-58 原始回路增益函数 $G_o(s)$ 波特图
(a) 幅频特性; (b) 相频特性

增益交越频率 $\omega_g = 2\pi f_g$, $f_g \approx 1kHz$, 相位裕量 $PM \approx 4^\circ$ 。可见原始回路增益函数 $G_o(s)$ 频率特性的相位裕量太小。虽然系统是稳定的, 但存在较大的输出超越量和较长的调节时间。通常要求相位裕量在 45° 左右, 增益裕量在 10dB 左右, 因此需要加入补偿网络 $G_c(s)$, 提高相位裕量和增益裕量。

为使 DC/DC 变流器系统满足稳定性要求, 可以通过外加补偿网络 $G_c(s)$, 使 DC/DC 变流器系统的回路增益函数 $G(s)H(s) = G_c(s)G_o(s)$ 的幅频图在增益交越频率 ω_g 处 (增益为 0dB) 的斜率为 $-20dB/dec$ 。因为根据最小相位系统的性质, 幅频图的斜率为 $-20dB/dec$, 折线对应相移为 -90° 。这样一般可以使得回路增益函数 $G(s)H(s)$ 获得较大的相位

裕量。当然, 还需验证在相位交越频率 ω_c 处 (相位在 -180° 时), 回路增益函数 $G(s)H(s)$ 的幅频图必须小于 0dB, 也即增益裕量必须大于零。

7.2 补偿網路设计

补偿網路的结构一般可以分为以下三种: ①超前补偿網路; ②滞后补偿網路; ③超前一滞后补偿網路。这里重点介绍超前一滞后补偿網路。超前一滞后补偿網路输出正弦信号的相位在不同频率范围既有落后又有超前于正弦输入信号的特性。它结合超前补偿与滞后补偿的特性, 发挥滞后补偿特性提高静态性能, 利用超前补偿特性提高相对稳定性和动态性能。

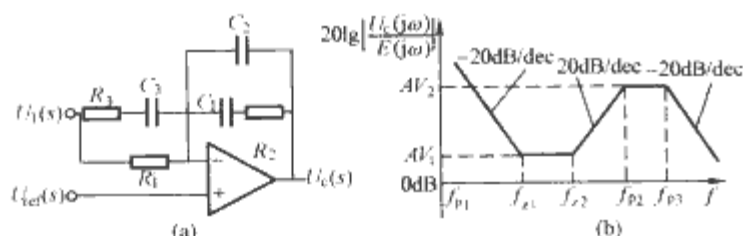


图 12.3-59 有源超前一滞后补偿網路
(a) 超前滞后补偿網路; (b) 幅频图

如图 12.3-59 (a) 所示为有源超前一滞后补偿網路原理图, 其传递函数为

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}_c(s)}{\dot{U}_1(s)} &= \frac{\left(\frac{1}{sC_2}\right) // \left(R_2 + \frac{1}{sC_1}\right)}{(R_1) // \left(R_3 + \frac{1}{sC_3}\right)} \\ &= \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{[sR_1(C_1 + C_2)]\left(1 + s\frac{R_2C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)(1 + sR_3C_3)} \end{aligned} \quad (12.3-116)$$

有源超前一滞后补偿網路有两个零点, 三个极点。

$$\text{零点为: } f_{z1} = \frac{\omega_{z1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

$$f_{z2} = \frac{\omega_{z2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3}$$

$$\text{极点为: } f_{p1} = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} = 0 = \text{原点}$$

$$f_{p2} = \frac{\omega_{p2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

$$f_{p3} = \frac{\omega_{p3}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

有源超前一滞后补偿網路的幅频图如图 12.3-59 (b) 所示。频率 f_{z1} 与 f_{z2} 之间的增益可近似为

$$AV_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (12.3-117)$$

在频率 f_{p2} 与 f_{p3} 之间的增益则可近似为

$$AV_2 = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \approx \frac{R_2}{R_3} \quad (12.3-118)$$

一般将补偿后系统的增益交越频率 f_g 设定在补偿網路的 f_{z2} 与 f_{p2} 之间。

下面以有源超前一滞后补偿網路为例介绍补偿網路的设计方法。

首先选择补偿后的回路函数 $G(s)H(s) = G_c(s)G_o(s)$ 的增益交越频率 f_g , 在此增益为 0dB, 而且幅频特性的波特图以 -20dB/dec 通过穿越 0dB 线。理论上补偿后的回路函

数 $G(s)H(s) = G_c(s)G_o(s)$ 的增益交越频率 f_g 可设定为开关频率的 1/2。但是实际上考虑达到抑制输出开关纹波, 增益交越频率 f_g 以小于 1/5 的开关频率 f_s 较为恰当。这里推荐采用公式 $f_g = f_s/5$, 其中 f_s 为 DC/DC 变流器的开关频率。当然补偿后的回路函数增益交越频率 f_g 越大, DC/DC 变流器系统动态速度越快。

若原始回路函数 $G_o(s)$ 有两个相近的极点, 极点频率为 $f_{p1,p2} \approx 1/(2\pi\sqrt{LC})$, 可将补偿網路 $G_c(s)$ 两个零点频率设计为原始回路函数 $G_o(s)$ 两个相近的极点频率的 1/2, 即

$$f_{z1} = f_{z2} = \frac{1}{2} f_{p1,p2} \quad (12.3-119)$$

如果原始回路函数 $G_o(s)$ 没有零点, 则可以将补偿網路 $G_c(s)$ 的两个极点设定为 $f_{p2} = f_{p3} = (1 \sim 3)f_s$, 以减小输出高频开关纹波。在没有零点变流器中, 补偿網路 $G_c(s)$ 的极点 f_{p3} 也可省略。若原始回路函数 $G_o(s)$ 有零点, 如输出滤波电容的 ESR 引起的零点 f_{ZESR} 或升压型变流器或反激式变流器在右半平面存在零点 f_{ZR} , 可用补偿網路 $G_c(s)$ 的极点来补偿, 即令补偿網路 $G_c(s)$ 的极点为

$$f_{p2} = f_{ZESR} \quad (12.3-120)$$

或

$$f_{p3} = f_{ZR} \quad (12.3-121)$$

极点频率 f_{p2}, f_{p3} 最好能够大于 5 倍的原始回路函数 $G_o(s)$ 系统极点频率 ($f_{p1,p2} \approx 1/2\pi\sqrt{LC}$), 以避免在增益交越频率 f_g 造成更大的相位滞后。

到此, 补偿網路 $G_c(s)$ 所有零点和极点的位置已经确定, 但补偿網路 $G_c(s)$ 的幅频图仍可在垂直方向上下移动。一旦固定补偿網路 $G_c(s)$ 的幅频图上的一个点的位置, 于是补偿網路 $G_c(s)$ 的幅频图就确定了。通过确定补偿網路 $G_c(s)$ 在补偿后的回路函数 $G(s)H(s) = G_c(s)G_o(s)$ 的增益交越频率 f_g 增益来最后确定补偿網路。

补偿后的回路函数 $G(s)H(s) = G_c(s)G_o(s)$ 的增益交越频率 f_g 处增益为 0dB。如果原始回路函数 $G_o(s)$ 在增益交越频率 f_g 的增益为 $-A\text{dB}$, 则为使补偿后回路函数 $G(s)H(s) = G_c(s)G_o(s)$ 在增益交越频率 f_g 为 0dB, 补偿網路 $G_c(s)$ 在增益交越频率 f_g 的增益必须等于 $A\text{dB}$, 即 $20\lg |G_c(j2\pi f_g)| = -20\lg |G_o(j2\pi f_g)|$, 也就是

$$|G_c(j2\pi f_g)| = \frac{1}{|G_o(j2\pi f_g)|} \quad (12.3-122)$$

由于补偿后系统的增益交越频率 f_g 位于补偿網路 $G_c(s)$ 的零点 f_{z2} 与极点 f_{p2} 之间, 于是可求出在零点 f_{z1} 与 f_{z2} 之间的增益为

$$\begin{aligned} AV_1 &= \left(\frac{f_{z2}}{f_g}\right) |G_c(j2\pi f_g)| = \left(\frac{f_{z2}}{f_g}\right) \frac{1}{|G_o(j2\pi f_g)|} \\ &= \frac{R_2}{R_1} \end{aligned} \quad (12.3-123)$$

极点 f_{p2} 的增益则为

$$\begin{aligned} AV_2 &= \left(\frac{f_{p2}}{f_g}\right) |G_c(j2\pi f_g)| = \left(\frac{f_{p2}}{f_g}\right) \frac{1}{|G_o(j2\pi f_g)|} \\ &= \frac{R_2}{R_3} \end{aligned} \quad (12.3-124)$$

下面求出补偿網路电路各元件的参数。

(1) 首先假设 R_2 值。

(2) 由公式 $AV_2 = \frac{R_2}{R_3}$, 求出 R_3 值。

(3) 由公式 $f_{z1} = 1/(2\pi R_2 C_1)$, 求出 C_1 值。

(4) 由公式 $f_{p2} = 1/(2\pi R_3 C_3)$, 求出 C_3 值。

(5) 由公式 $f_{p3} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$, 求出 C_2 值。

(6) 由公式 $f_{z2} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3}$, 求出 R_1 值。

补偿网路电路的实现大都利用 PWM 控制 IC 芯片内部的误差放大器外加 RC 无源元件构成, 或者将 PWM 控制 IC 芯片内部误差放大器当作缓冲器, 利用外加的运算放大器加 RC 无源元件构成补偿网路电路。

8 小结

随着电力电子器件性能的提高, 电力电子变换电路日趋成熟, 使得人们自然地将注意力转向电力电子装置的整体性能的优化问题, 电力电子系统的问题比以往更加受到重视。本章重点介绍了电力电子变流器的建模问题。实际应用上, 经常会碰到电力电子变流器组合系统建模的问题, 如逆变器并联系统、变流器与电网或电动机的相互作用等问题。本章可以作为进一步了解复杂电力电子系统建模的基础。

第4章 电力电子系统电磁干扰仿真建模

建立正确的电磁干扰仿真模型是进行电力电子系统电磁兼容预测的基础。其目的是通过理论分析和数值计算对电力电子设备或系统的电磁兼容程度进行定量分析评估,发现设备/系统中电磁兼容性的薄弱环节,为电磁兼容设计提供科学、合理的分析工具。

任何电磁干扰的发生都包含了干扰源、耦合通道和敏感设备三个基本要素。因此,正确建立这三者的数学模型是实现电磁干扰预测的关键。从电磁理论的角度看,建立干扰源及耦合通道的数学模型本质上就是求解麦克斯韦方程组的问题。麦克斯韦方程组是一组偏微分方程组,求解时必须根据边界条件和初始条件来确定答案。其求解方法归纳起来主要有三种,即解析法、近似解析法和数值计算法。严格地说,如果考虑到场源的结构、媒质的性质和形状分布等各项因素,完整地求解麦克斯韦方程组是很复杂的。随着计算机速度和容量不断增加,数值计算法在电磁计算领域得到越来越广泛的应用。

干扰源产生的干扰信号通常可以描述为时间 t 、频率 f 的函数,表示为 $G(t, f)$ 。耦合通道的影响可以用传输函数来描述,写为 $T(t, f, r, \theta)$ 。其中包含时间延迟 t 、频率衰减 f 、传播方向 θ 和距离 r 的影响。因此在敏感元件 (r, θ) 处的干扰信号强度可表示为

$$P(t, f, r, \theta) = G(t, f) \cdot T(t, f, r, \theta) \quad (12.4-1)$$

敏感元件的电磁兼容特性通常用敏感度阈值 $S(t, f)$ 来表示。当作用到敏感元件处的电磁干扰大于元件敏感度阈值时,即 $P(t, f, r, \theta) > S(t, f)$,敏感元件将受干扰影响,系统电磁不兼容。为了定量表达电磁兼容的程度,定义干扰裕度为

$$M = P(t, f, r, \theta) - S(t, f) \quad (12.4-2)$$

实际工程中,由于敏感元件经常受到若干个干扰源的共同作用,式(12.4-2)推广为

$$M = \sum_{i=1}^n P_i(t, f, r, \theta) - S(t, f) \quad (12.4-3)$$

当 $M > 0$ 时,表示存在潜在干扰,干扰源与敏感元件不兼容;当 $M < 0$ 时,表示两者能兼容工作。

习惯上,将式(12.4-1)、式(12.4-3)统称为干扰预测方程,它是电磁干扰仿真/预测的理论基础。式中 G 、 T 、 P 、 S 通常用功率表示(dBmW),也可以用电压(dBmV, dB μ V)或电流(dBmA, dB μ A)表示,还可以用电磁场强度表示,具体视实际需要而定。

由于电力电子设备是工作于开关状态的电能处理装置,其电压、电流的幅值高,变化率大,因而会产生很强的电磁干扰。但就其干扰的频率范围而言,与信号处理为主的数字电路相比,还是比较低的。多数小功率的开关电源的几何尺寸远小于30MHz电磁频率对应的波长(空气介质中约为10m),因此电力电子装置的电磁干扰现象多属于似稳场的范围。研究它们的电磁干扰问题时,可以主要考虑传导干扰和近场干扰。下面根据电力电子电路的特点,从干扰源的信号频谱、干扰耦合通道的高频模型和干扰敏感设备模型三个方面讨论电磁干扰仿真建模方法。

1 干扰源的信号频谱

所谓电磁干扰源,是指任何产生电磁干扰的元件、设备、系统或自然现象。电磁干扰源是一个笼统的概念,一般而言可分为两大类,包括自然干扰源和人为干扰源。所谓自然干扰源,是指由于大自然现象所造成的各种电磁噪声,包括大气层噪声、雷电、太阳异常辐射等。人为干扰来源于各种电气电子设备,涉及的范围十分广泛。在以电能变换为主的电力电子设备中,既有来自元器件本身的固有噪声,也有由于元器件开关过程中产生的不可忽略的电磁干扰。所产生的干扰信号既有周期性的,也有非周期性甚至随机的。对周期或非周期干扰信号而言,用频域的方法建模不仅方便,有时甚至是必需的。对随机信号,不能简单地用时域或频域函数来分析,而必须用功率谱密度函数来加以描述。

1.1 元器件固有噪声

众所周知,所有的元器件均存在固有噪声,包括热噪声、散粒噪声、接触噪声等。这些噪声造成的干扰,在以信号变换为主的微电子应用领域中,具有十分重要的影响。但在以电能变换为主的电力电子应用中,相对于开关过程中产生的强干扰信号,其作用相对较弱。这里对其数学模型仅作简要介绍。

由于大多数电路是将信号源作为电压或电流来处理,为了能对信号和噪声进行快速比较,一般会把噪声功率折算成噪声电压 U_n 或噪声电流 I_n 来表示。下面给出元器件的电阻热噪声、散粒噪声、接触噪声的数学模型。

1.1.1 电阻热噪声

电阻热噪声源于电阻器发热而引起的电子热骚动,也称为Johnson噪声。任何电阻即使不与电源相接,在它的两端也有一定的噪声电压产生,其有效值为

$$U_n = \sqrt{4KTW_B R} \quad (12.4-4)$$

式中: K 为玻尔兹曼常数,等于 $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$; T 为热力学温度, K; W_B 为被分析系统的等效噪声带宽, Hz; R 为电阻器的阻值, Ω 。

相应的噪声电流可表示为

$$I_n = \sqrt{4KTW_B / R} \quad (12.4-5)$$

在电路分析中,电阻热噪声可用电压源或电流源等效电路来描述。它们的等效电路分别示于图12.4-1(a)和(b)。

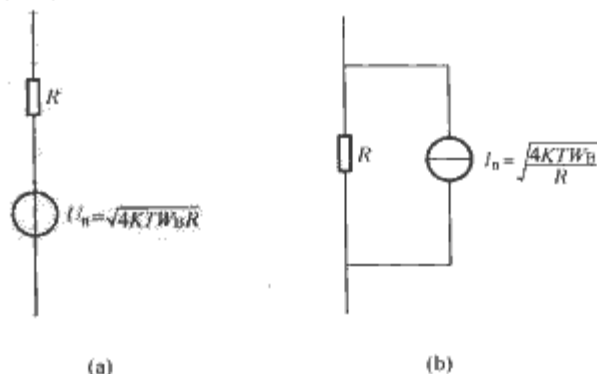


图 12.4-1 电阻器热噪声等效电路
(a) 电压源等效电路; (b) 电流源等效电路

1.1.2 散粒噪声

散粒噪声是电流流过势垒而产生的噪声，它主要存在于电子管和半导体器件中。在电子管中，热阴极电子发射存在着随机性。在半导体中，载流子越过势垒的扩散电流和漂移电流，以及在长基区中电子空穴对的产生和复合过程也是随机的。载流子运动的随机性造成了电流的随机波动。产生的散粒噪声有效值为

$$I_n = \sqrt{2qI_{DC}W_B} \quad (12.4-6)$$

式中： q 为电子电荷，等于 $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ ； I_{DC} 为流过器件的直流电流； W_B 为等效噪声带宽。

从式中可以看出，散粒噪声与直流电流的平方根成正比，而与温度无关。散粒噪声与电阻热噪声相似，它的功率密度与频率无关，其幅度呈高斯分布。通过测量流过器件的直流电流可以很方便地计算噪声电流大小。

1.1.3 接触噪声

当两种材料接触时，接触不良引起的电导率的波动将会造成这种接触噪声。很显然，它存在于两块导体相接触的任何场所，如继电器和开关的触头、晶体管和集成电路芯片电极引出部、合成电阻、碳质麦克风等。接触噪声在电阻器中被称为剩余噪声（Excess Noise），在电子管中常称为闪烁噪声（Flicker Noise）。在半导体器件中，由于它独特的频率特性，又称为 $1/f$ 噪声或低频噪声。因为当频率很低时，该噪声具有下列的频率特性

$$I_n = kI_{DC} \sqrt{W_B/f} \quad (12.4-7)$$

式中： I_{DC} 为通过器件的直流电流； k 为与材料及电极几何形状有关的常数； f 为中心频率； W_B 为以频率 f 为中心的频带带宽。

接触噪声是频率的函数，随频率的升高而逐渐减小。很明显，它是低频电路中最主要的噪声源。

1.2 整流电路产生的干扰

整流电路是最广泛应用的电力电子电路。由于它与交流供电电网相连，所以整流电路产生的谐波干扰和电磁噪声，以传导耦合的方式引入电网，造成对电网中其他用电设备的干扰。

典型的单相桥式整流电路与其输入交流侧电压电流见图12.4-2。由于输出滤波电容的作用，其网侧电流波形发生严重畸变，变成脉冲波而非正弦波。首先，脉冲电流会在电网中造成谐波干扰。其次，整流二极管在开、关过程中电压、电流发生快速变化，造成电磁干扰。

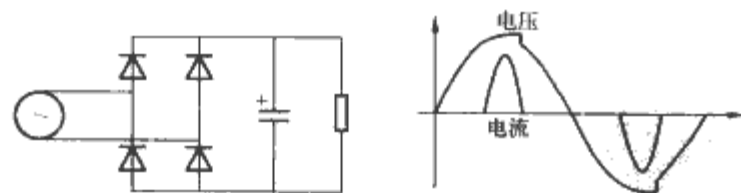


图 12.4-2 典型的单相桥式整流电路与输入交流侧电压电流

若严格计算整流电路造成的电磁干扰，需要采用傅里叶变换进行谐波分析。但是多数情况下，人们感兴趣的不是干扰信号频谱中各种频率分量的具体准确数值，而是干扰信号频谱的总宽度和幅度。因此在建立其干扰模型时可以采用简化的方法，用频谱包络线代替实际的干扰信号频谱，以简化模型。Edelman 和 Rhoades 提出了干扰水平的简化方法。

(1) 首先计算辅助参数 M

$$M = \arctan(\omega RC \times 10^{-6}) \quad (12.4-8)$$

式中： $\omega=2\pi f$ 为电网的角频率； C 为滤波电容器的电容值， μF ； R 为整流器的等效负载电阻值。

(2) 根据计算的 M 值，利用图 12.4-3 和图 12.4-4 可以查得整流管的导电角 θ_i 和峰值电流倍增因子 ζ 。然后计算流过整流管的峰值电流为

$$I_s = \zeta \frac{U_s \sqrt{2}}{R} \quad (12.4-9)$$

式中： U_s 是加到整流电路输入端交流电压的有效值 V ； I_s 为脉冲电流的幅度， μA 。

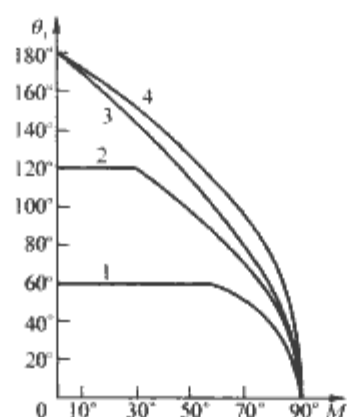


图 12.4-3 不控整流电路的导电角 θ_i 与 M 参数的关系

1—三相，全波；2—三相，半波；3—单相，全波；4—单相，半波

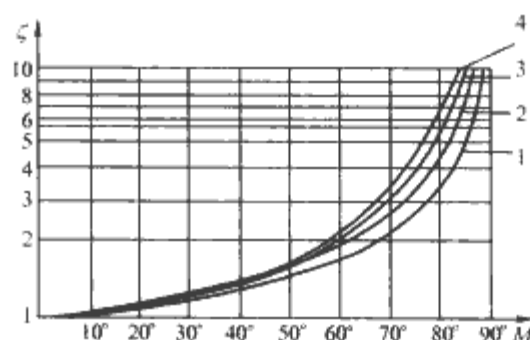


图 12.4-4 不控整流电路的峰值电流倍增因子 ζ 与 M 参数的关系

1—三相，全波；2—三相，半波；3—单相，全波；4—单相，半波

(3) 为了估算电磁噪声电平，可把整流电路的网侧电流波形近似为一个幅度等于 I_s ，宽度为 τ_s ，上升时间为 t_r 的脉冲波，如图 12.4-5 (a) 所示。脉冲电流的宽度 τ_s 为

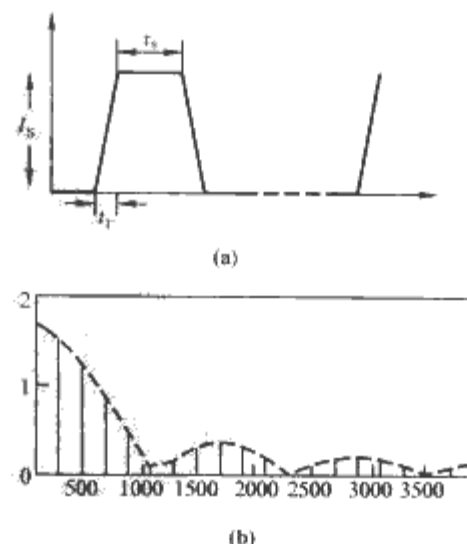


图 12.4-5 整流电路网侧脉冲电流及其高频谐波

(a) 整流电路网侧电流等效脉冲波；(b) 脉冲电流计算频谱

$$\tau_s = \frac{\theta_i}{360^\circ} \times \frac{10^6}{f} \quad (\mu\text{s}) \quad (12.4-10)$$

脉冲电流的上升时间 t_r 为

$$t_r = 2.2RC \quad (\mu\text{s}) \quad (12.4-11)$$

图 12.4-5 (a) 的梯形脉冲波所包含的干扰信号频谱可以通过傅里叶级数展开得到, 如图 12.4-5 (b) 所示。但是为了更直观、方便地提取频率分量, 可以采用“最大包络线法”, 具体方法参见相关章节。

1.3 二极管反向恢复过程产生的干扰

在电力电子电路中二极管一般工作在开关状态。二极管正向导通时, 在二极管 PN 结内积累一定量的电荷。而当二极管从导通状态要转换到阻断状态需要经历一定的时间, 称为二极管反向恢复过程。在反向恢复过程的过程中, 二极管 PN 结内积累的电荷部分通过外加电压的作用下被强行扫出二极管内部, 其余电荷在体内通过复合消失, 将形成一个很大的反向恢复脉冲电流。反向恢复电流可能与电路中的分布参数发生作用并产生严重的高频衰减振荡, 成为电路中的电磁干扰源。

二极管反向恢复电流持续时间虽短, 但幅值高, 是电力电子线路中的主要干扰源之一。二极管反向恢复过程可以用三个参数描述, 即反向恢复时间 t_{rr} 、反向恢复峰值电流 I_{rr} 和反向恢复电流下降段时间 t_a , 如图 12.4-6 (b) 所示。

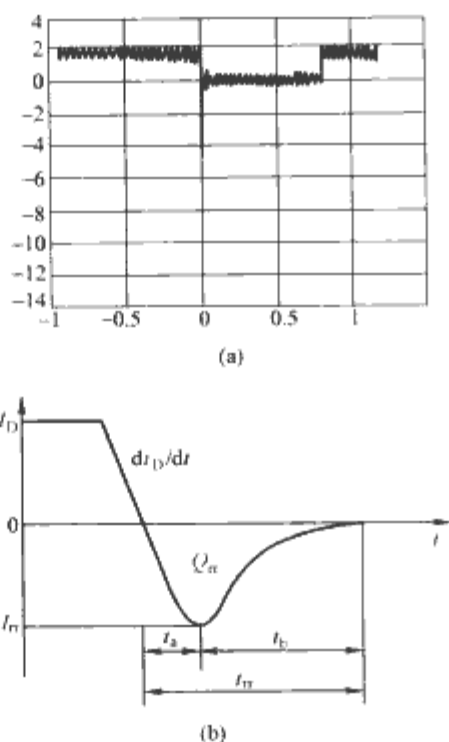


图 12.4-6 二极管反向恢复电流
(a) 输出二极管电流记录波形;
(b) 二极管反向恢复过程特性参数

(1) 反向恢复时间 t_{rr} 。当二极管两端施加反向偏压时, 通过二极管的电流以速率 di_D/dt 下降。下降速率 di_D/dt 由外电感和反向电压决定。耗尽二极管体内储存电荷所需的时间定义为反向恢复时间 t_{rr} , $t_{rr} = t_a + t_b$ 。

(2) 反向恢复电流下降段时间 t_a 。二极管电流 i_D 从零上升至其反向峰值 I_{rr} 的时间定义为下降段时间 t_a ; 从反向峰值降至零或 10% 的时间定义为上升段的时间 t_b 。

(3) 反向恢复峰值电流 I_{rr} 。反向恢复峰值电流 I_{rr} 代表了二极管关断时能达到的最大电流脉冲峰值。

反向恢复时间 t_{rr} 、反向恢复峰值电流 I_{rr} 一般可以通过厂商提供的数据表格查得。

确定三个重要的参数, 具体做法是: 首先, 根据二极管

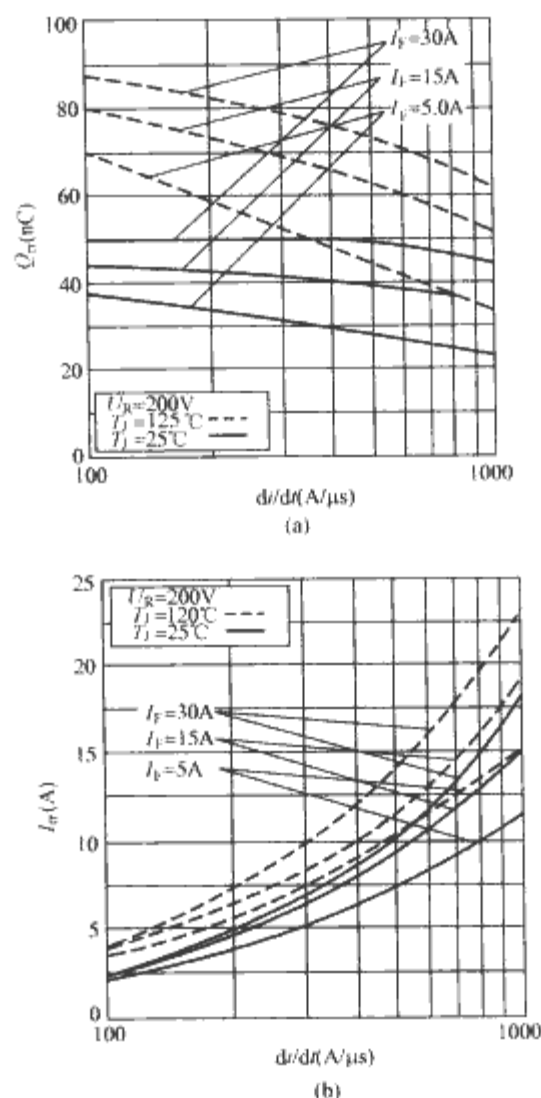


图 12.4-7 HFA15TB60 反向恢复时间 t_{rr} 和
反向恢复电流 I_{rr} 特性曲线

(a) 反向恢复时间 t_{rr} ; (b) 反向恢复电流 I_{rr}

正向导通电流 I_D 和电流变化率 di_D/dt 的实际工作值, 参考厂商提供的产品数据表格, 确定出二极管反向恢复时间 t_{rr} 和反向恢复峰值电流 I_{rr} ; 然后, 利用得出 t_{rr} 、 I_{rr} 以及电流变换率 di_D/dt 可分别计算反向恢复电流下降段和上升段的时间 t_a 、 t_b 。最后, 根据确定的 t_{rr} 、 t_a 和 I_{rr} 参数, 将二极管反向恢复电流近似表示为如图 12.4-8 (a) 所示的三角波脉冲, 从而可以采用 12.4.1.4 节介绍的“最大包络线法”做快速变换, 计算干扰频谱, 如图 12.4-8 (b) 所示。

下面以 IR 公司的 HFA15TB60 为例, 说明如何在确定工作条件下计算其反向恢复电流产生的噪声频谱。设 $I_D = 10\text{A}$, $di_D/dt = 800\text{A}/\mu\text{s}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, 按上述的计算方法计算如下:

(1) 根据 IR 公司提供的 HFA15TB60 反向恢复时间 t_{rr} 和反向恢复电流 I_{rr} 特性曲线, 如图 12.4-7 (a)、(b) 所示, 采用线性内插法, 计算出 $I_D = 10\text{A}$, $di_D/dt = 800\text{A}/\mu\text{s}$ 时的反向恢复时间 t_{rr} 和反向恢复峰值电流 I_{rr} 。

$$\begin{aligned} t_{rr} &= t_{rr(5)} + \frac{t_{rr(15)} - t_{rr(5)}}{I_{D(15)} - I_{D(5)}} \times (I_{D(10)} - I_{D(5)}) \\ &= \left[37 + \frac{55 - 37}{15 - 5} \times (10 - 5) \right] \text{ns} \\ &= 46 \text{ns} \end{aligned} \quad (12.4-12)$$

$$\begin{aligned} I_{rr} &= I_{rr(5)} + \frac{I_{rr(15)} - I_{rr(5)}}{I_{D(15)} - I_{D(5)}} \times (I_{D(10)} - I_{D(5)}) \\ &= \left[13 + \frac{17 - 13}{15 - 5} \times (10 - 5) \right] \text{A} \\ &= 15 \text{A} \end{aligned} \quad (12.4-13)$$

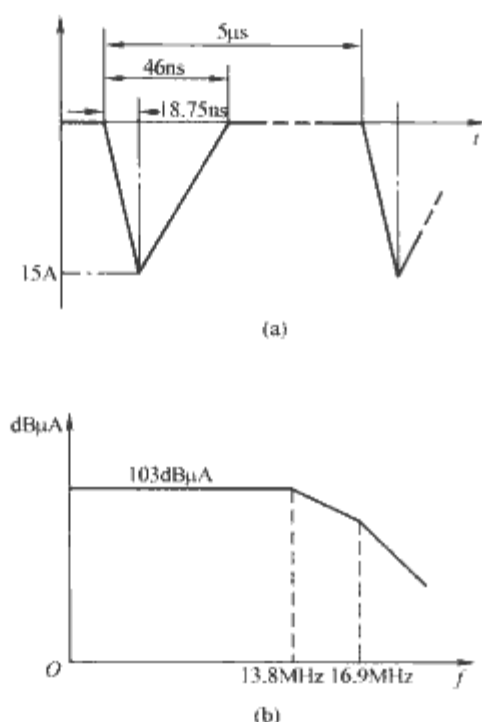


图 12.4-8 计算的二极管反向恢复电流波形及其频谱

(a) 反向恢复电流波形; (b) 反向恢复电流干扰频谱

(2) 根据计算出的 t_{rr} 、 I_{rr} 和给定的电流变换率 di_D/dt 可以计算出下降段和上升段的时间 t_a 、 t_b 。

$$t_a = \frac{I_{rr}}{di_D/dt} = \left(\frac{15}{800} \right) \text{ns} = 18.75 \text{ns} \quad (12.4-14)$$

$$t_b = t_{rr} - t_a = (46 - 18.75) \text{ns} = 27.25 \text{ns} \quad (12.4-15)$$

(3) 根据 I_{rr} 、 t_{rr} 、 t_a 、 t_b 可以绘出反向恢复电流波形如图 12.4-8 (a) 所示。利用 12.1.4 节介绍的“最大包络线法”，可计算出其干扰频谱的最大幅值由斜率分别为 0dB/十倍频、-20dB/十倍频和 -40dB/十倍频的三段折线构成。相应的低频幅度 A_1 和转折频率 f_1 、 f_2 分别计算为

$$A_1 = 20 \lg \left(2A \frac{\tau}{T} \right) = 20 \lg \left(2 \times 15 \times \frac{23 \times 10^{-9}}{5 \times 10^{-6}} \right) = 103 \text{dB}\mu\text{A} \quad (12.4-16)$$

$$f_1 = \frac{1}{\pi\tau} = \left[\frac{1}{3.1416 \times 23 \times 10^{-9}} \right] \text{MHz} = 13.8 \text{MHz} \quad (12.4-17)$$

$$f_2 = \frac{1}{\pi\tau_r} = \left[\frac{1}{3.1416 \times 18.75 \times 10^{-9}} \right] \text{MHz} = 16.9 \text{MHz} \quad (12.4-18)$$

图 12.4-8 (b) 绘出了二极管反向恢复电流产生的干扰信号频谱，可见其干扰频带是相当宽的。

1.4 PWM 开关波形的干扰频谱

脉冲宽度调制 (PWM) 技术是电力电子装置实现功率控制的主要手段之一，并获得广泛应用。然而 PWM 脉冲波形含有丰富的高频成分，会产生很强的电磁干扰。

为了描述这类脉冲信号的电磁噪声，在电磁干扰分析中常采用频谱分析的方法。众所周知，对信号进行频谱分析的主要数学工具是傅里叶变换。可是，在分析电力电子电路的干扰信号频谱时，可以采用更加简便的方法，仍旧可以达到电磁干扰分析的目的。这种简便分析的基本出发点是：与常规的信号分析不同，分析电力电子电路的噪声时，人们感兴趣的主要不是噪声信号频谱中各个频率分量的具体准确数值，而是对噪声信号频谱的总宽度以及各频率分量的限度。这就为简化分析提供了可能性。

在大多数的电力电子电路中，电流（或电压）波形为周期性的非正弦波。PWM 信号可由连续的梯形脉冲（包括三角波）的周期串来表示，如图 12.4-9 所示。其特征可用脉冲幅度 A 、脉冲上升时间 τ_r 、脉冲下降时间 τ_f ，以及脉冲宽度 τ （波形幅度值降为一半时的两个点之间的宽度）来描述。

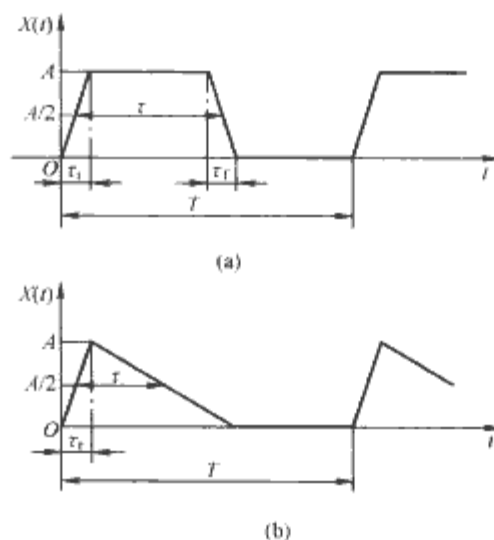


图 12.4-9 典型的 PWM 脉冲波形及其参数

(a) 脉冲梯形波; (b) 脉冲三角波

假设脉冲的上升和下降时间相等， $\tau_r = \tau_f$ ，利用可以得到 PWM 梯形脉冲波的傅里叶级数展开式

$$X(t) = A \frac{\tau}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} |c_n^+| \cos(n\omega_0 t + \angle c_n) \quad (12.4-19)$$

其中展开式系数 $|c_n^+|$ 为

$$|c_n^+| = 2A \frac{\tau}{T} \left| \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} \right| \cdot \left| \frac{\sin(n\pi\tau_r/T)}{n\pi\tau_r/T} \right| \quad n \neq 0 \quad (12.4-20)$$

式 (12.4-20) 表明梯形脉冲波展开后其频率分量仅存在于离散的频率点 $f = n/T$ ($n=0, 1, 2, \dots$) 上，但是这些频率分量的幅值包络具有 $|\sin(x)/x|$ 的形式。通过代入 $f = n/T$ 将离散谱用连续的包络来代替，得到包络方程

$$\text{包络} = 2A \frac{\tau}{T} \left| \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi\tau_r f)}{\pi\tau_r f} \right| \quad (12.4-21)$$

频谱包络线如图 12.4-10 中虚线所示。又考虑到函数

$$\left| \frac{\sin x}{x} \right| \leq \begin{cases} 1 & x \ll 1 \\ \frac{1}{|x|} & x \gg 1 \end{cases} \quad (12.4-22)$$

可以把图 12.4-10 中的包络线表示成如图 12.4-11 所示的三条渐近线。这就是所谓的“最大包络线法”。通过简单的假设可以用最大包络线法对脉冲波形进行快速变换，直观、方便地绘出所含频谱的上边界（最坏的情况）。

为了得到梯形脉冲波之频谱的上边界，对式 (12.4-21) 作对数运算得

$$\text{dB(包络)} = 20 \lg \left(2A \frac{\tau}{T} \right) + 20 \lg \left| \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right| + 20 \lg \left| \frac{\sin(\pi\tau_r f)}{\pi\tau_r f} \right| \quad (12.4-23)$$

式 (12.4-23) 表明梯形脉冲波频谱的包络线可近似由三段曲线构成，三条曲线分别可用三条渐近线近似。

第一条渐近线的斜率为 0dB/10 倍频，幅值为 $2A\tau/T$ ；第二条渐近线的斜率是 -20dB/10 倍频，与第一条渐近线相交于 $f_1 = 1/(\pi\tau)$ ；第三条线段具有斜率 -40dB/10 倍频，与

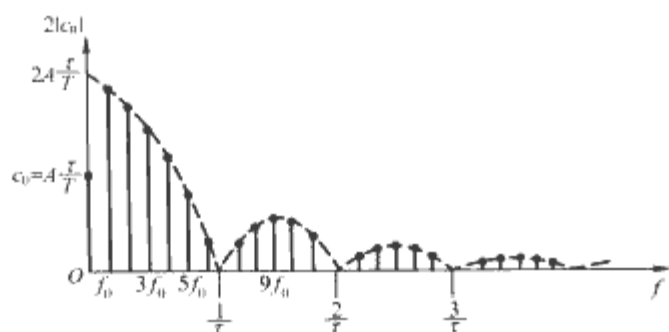
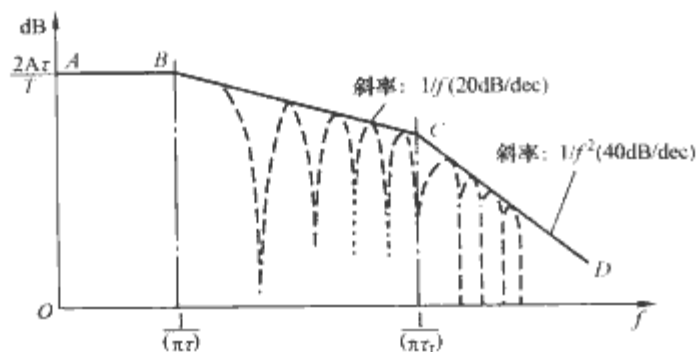


图 12.4-10 梯形脉冲的频谱及其包络线

第二条渐近线相交于 $f_2 = 1/(\pi\tau_r)$ 。这三段渐近线构成了梯形脉冲波频谱的上边界线,如图 12.4-11 所示,这就是所谓“最大包络线”快速变换法。

图 12.4-11 梯形波或三角波脉冲的频谱
上边界(最大包络线法)

从图 12.4-11 可以看到,高频分量主要取决于脉冲的上升时间或下降时间,边沿陡的脉冲比边沿缓变的脉冲具有更宽的干扰频谱。而脉冲占空比 D 主要影响低频段起始幅度, $2A\tau/T = 2AD$,减小占空比可以降低波形的低频分量。

最大包络线法对三角波同样适用。所不同的是如果 $\tau_r \neq \tau_f$,取两者中值小的一个。脉宽 τ 是指幅度值为一半时的两个点之间的宽度,如图 12.4-9 (b) 所示。

2 干扰耦合通道的数学模型建立

所谓干扰耦合通道,是指把电磁能量从干扰源耦合(或传播)到敏感设备,并使其产生响应的通路或媒介。建立电力电子装置电磁干扰耦合通道的模型,有助于深入分析和研究装置内的各个组件以及相关杂散参数对干扰传播的影响,可以深化对电磁干扰传播机理的分析,从而有效指导装置的电磁兼容调试。

建立干扰耦合通道的数学模型至少包括两部分工作,即器件模型的建立和模型参数的提取。所建模型必须能够在较宽的频率和幅值范围精确地模拟器件的物理特性,同时模型具有一定的通用性和明确的物理意义,以方便模型参数的提取。模型参数既可以通过实验技术的方法提取,也可以利用数值计算的方法求解。

建立电磁干扰通道模型本质上属于电磁场的求解问题。由于电磁场的分析和计算过于复杂,在电力电子装置的电磁干扰机理分析中直接利用电磁场方法有很多困难。针对电力电子线路开关频率不高但电压、电流变化率大的特点,其形成的电磁干扰以传导干扰和近场干扰为主,多数电力电子装置的电磁干扰耦合可以用集中分布参数等效电路来描述。研究的频带越宽,等效电路的阶次就越高。

下面分别讨论电力电子常用元器件的高频模型,包括有源器件和无源器件。

2.1 有源器件的高频模型

功率半导体是电力电子装置中的核心器件,它们的开关

瞬态特性对电路的干扰水平有强烈的影响,它们的寄生参数同时也是干扰耦合的主要通道,因此,建立准确的功率半导体高频模型对电力电子线路的干扰预测极其重要。由于半导体器件建模的工作涉及电学、热学、半导体物理等多个领域,所以描述其物理过程的数学模型将非常复杂,造成建模和参数提取的困难。根据建模的方法和所研究问题的性质,可将半导体的模型分为以下三类:

(1) 工艺模型。该模型最为精确,当然也非常复杂。其原始参数为工艺规范参数,包括工艺过程的温度、时间、气体流量、扩散杂质的浓度等。主要应用于器件的设计制造过程中。

(2) 物理模型。物理模型中的原始参数是器件的几何尺寸和半导体的物理参数,包括原子杂质浓度的空间分布、少数载流子寿命以及载流子的迁移率等。根据描述半导体器件电特性的基本方程,即二维泊松方程,推导出电子和空穴浓度的电流连续方程和电流密度方程,并进行建模。求解方程最常用的方法是有限元法和有限差分法。由于这种模型考虑了器件工作时的主要物理效应,所以其精确度要比电学模型高得多,同时也复杂得多。将半导体物理模型与外部电路模型相连进行电路仿真时,需要联立求解系统方程,这会成为一个很复杂的计算过程,必然耗费大量的计算资源。因此实际应用中很少在原理性电路仿真中直接采用这种模型。但电磁干扰仿真往往会涉及器件的详细开关瞬态过程,这时候器件的物理模型就变得非常重要。

(3) 电学模型。电学模型是器件简化模型,它仅仅考虑器件主要的输入输出电特性。在简化过程中对其内部的物理过程进行了理想化,忽略了载流子的扩散、漂移、复合和产生的物理过程。这种模型的原始参数是器件的外部电学参数,例如放大系数、跨导、输入输出阻抗等。电学模型既能够准确地反映元件的输入输出特性,又相对简单,所以在电路仿真设计中得到了广泛应用。现有的电路仿真软件,如 SPICE 和 SABER 等,大都采用器件的电学模型建立标准库。

大功率电力电子器件为了满足高压阻断能力的要求,通常采用具有低掺杂浓度、高电阻率的外延层和大厚度的结构,因而破坏了电学模型中所提出的结构上是均匀的、传输时间可以忽略不计的假设。为了满足大电流的要求,采用了将大量单元器件(元胞)并联在一起的功率集成技术,同时打破了电学模型中集中参数的限制。因此现有电路仿真软件中的一些功率半导体模型并不能很好地反映实际器件的瞬态特性,包括反向恢复、正向恢复、拖尾电流、非线性电容等,不适合电路级或元件级的电磁干扰仿真分析。改进现有的功率半导体器件模型,使其能够正确反映器件的实际开关瞬态特性成为电力电子电磁兼容预测的重要课题。

需要指出的是,并非所有涉及电磁干扰的仿真计算都要采用器件的物理模型来进行。系统的电磁仿真是分层次、分步骤完成的,与之相对的器件模型也是分类型、分用途的。要根据所研究的对象和问题来选择相应的器件模型。没有一种形式或结构的模型可以经济有效地分析电力电子电路所面临的所有干扰问题,满足其各种层次的仿真要求。考虑到本篇的第2章已详细描述了电力电子器件的建模方法,这里仅就适用于电磁干扰仿真的器件物理模型进行讨论。

目前已经有许多专门针对功率半导体物理模型的建模方法被提出,包括扩散方程近似解析解、扩散方程拉普拉斯解、集总电荷模型法和数值解等。Rainer Kraus 专门著文检讨了这些建模方法,并从模型精确度、运算速度、参数提取、应用限制及发展趋势等五个方面对这几种方法进行了比

较、总结,如表12.4-1所示。数值解的精度很高,但需要专门的软件,不适合嵌入现有的电路仿真软件,而且模型参数提取困难。比较而言,集总电荷模型法运算速度快,占用较少的计算资源,而且具有模型参数物理意义明晰,容易提取,通用性强的特点,可以直接应用到通用电路仿真软件中,比较适合功率半导体器件的电磁干扰仿真模型。

表 12.4-1 功率半导体物理模型之比较

建模方法	模型精确度	运算速度	模型参数提取	应用限制	发展趋势
扩散方程近似解析解	2	3	3	2	2
扩散方程拉普拉斯解	2	3	3	5	5
集总电荷模型法	4	1	2	3	2
数值解	1	5	5	1	1

注 评分标准:1为优,5为差。

2.1.1 功率半导体器件的集总电荷建模法

集总电荷法是由 P. O. Lauritzen 于 20 世纪 90 年代提出并逐步发展起来的,是基于半导体内部载流子运动方程的近似解析算法。集总电荷建模法的基本思想是把半导体从结构上划分为几个关键区域,把各个区域的分布电荷以集总电荷的形式表现出来,用集总电荷来描述半导体内部载流子运动的基本物理方程。其包括以下方程:

(1) 电流密度方程。半导体中载流子的浓度差使得载流子从高浓度区向低浓度区扩散,形成扩散电流。同时在电场作用下载流子定向运动形成漂移电流。在两者共同作用下,半导体内任一点处的电子和空穴电流密度分别为

$$\begin{cases} J_n = qn\mu_n E + qD_n \frac{dn}{dx} \\ J_p = qp\mu_p E - qD_p \frac{dp}{dx} \end{cases} \quad (12.4-24)$$

式中: μ_n 为电子迁移率; μ_p 为空穴迁移率; D_n 为电子扩散系数; D_p 为空穴扩散系数。

式(12.4-24)右边第一项表示漂移电流,第二项表示扩散电流。

扩散系数 D 与迁移率 μ 的关系符合爱因斯坦方程,即

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{KT}{q} = U_T \quad (12.4-25)$$

式中: U_T 为热电压。

(2) 电流连续方程。在外部条件下,半导体中同时存在扩散、漂移、复合和产生的物理作用。载流子浓度随时间和空间的变化可由电流连续方程来描述,分别是:

$$\begin{cases} \frac{\partial \Delta n}{\partial t} = \frac{\partial J_n}{q \cdot \partial x} - \frac{\Delta n}{\tau_n} + G_n \\ \frac{\partial \Delta p}{\partial t} = \frac{\partial J_p}{q \cdot \partial x} - \frac{\Delta p}{\tau_p} + G_p \end{cases} \quad (12.4-26)$$

式中: G_n 和 G_p 为电子和空穴的净产生率; τ_n 、 τ_p 为载流子寿命,即电子和空穴复合前保持自由状态的平均时间。

式(12.4-26)右边第一项是电子或空穴扩散和漂移电流的梯度,右边第二项表示电子或空穴的复合作用,第三项为净产生率。

(3) 电中性方程。在非本征半导体中,多子和少子的浓度是通过载流子热平衡浓度公式和电中性公式来确定的。在热平衡状态下,若半导体是电中性的,则

$$p_0 + N_d^+ = n_0 + N_a^- \quad (12.4-27)$$

式中: p_0 为热平衡下空穴浓度; n_0 为电子浓度; N_d 为施主

正离子浓度; N_a 为受主负离子浓度。

(4) PN 结方程。由于平衡 PN 结空间电荷区内存在内电场,使得 N 区和 P 区之间存在电势差 U_b 。

$$U_b = U_T \cdot \ln\left(\frac{N_a N_d}{n_i^2}\right) \quad (12.4-28)$$

式中: N_a 和 N_d 分别表示 P 区和 N 区的净掺杂浓度; n_i 为本征载流子浓度。

该方程显示了热平衡时 PN 结两端的电势差是其两侧掺杂浓度的函数。

(5) 泊松方程。以麦克斯韦方程为基础的泊松方程将电荷密度 ρ 和电场强度 E 联系在一起。

$$\frac{dE}{dx} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_0 \epsilon_{Si}}$$

式中: ϵ_0 为真空介电常数, 8.854×10^{-12} ; ϵ_{Si} 是硅的相对介电常数,等于 11.7。

利用泊松方程可以计算耗尽层宽度 X_d 为

$$X_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon_{Si}}{qN_b} (U_b - U_d)} \quad (12.4-29)$$

式中: N_b 为轻掺杂区背景浓度; U_d 为外加电压。

当施加正向偏压 U_d 时,势垒高度降低,耗尽区宽度减少;但当施加反向偏压 $-U_d$ 时,势垒高度增加,耗尽区宽度增加。

(6) KCL、KVL 方程。KCL 和 KVL 方程用来联系器件内部物理参数和外部电气参数。根据 KCL 方程,器件端口电流等于所有内部电流之和;根据 KVL 方程,器件两端的电压等于所有内部压降之和。

集总电荷建模法就是用分段线性的方法把上述的六个基本物理方程用集总电荷的概念进行近似处理,转换为集总电荷方程,从而大大简化了物理方程的求解。同时由于该方法是建立在半导体内部物理模型基础之上的,故能较为准确地反映半导体的稳态及瞬态特性。下面分别介绍功率二极管和功率 MOSFET 的集总电荷模型及参数的提取方法。

2.1.2 功率二极管

普通 P-N 结构二极管由于压降较大、反向耐压低,不适合功率整流管。功率二极管通常采用 $P^+ - N^- - N^+$ 结构,如图 12.4-12 (a) 所示。中间为低掺杂区域,称为基区或体区;两边为高掺杂的 P^+ 和 N^+ 区,称为端区。基区为了能承受大的反向电压,其宽度远大于两个端区的宽度。这种结构的二极管具有正向压降较小、反向耐压高的特点,通称为 PIN 二极管。

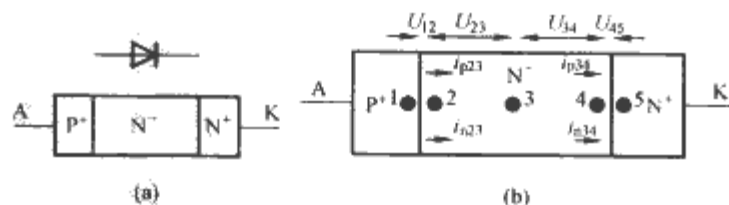


图 12.4-12 功率二极管 $P^+ - N^- - N^+$ 结构

及其集总电荷模型结构

(a) 功率二极管 $P^+ - N^- - N^+$ 结构;

(b) 二极管集总电荷模型结构

根据集总电荷建模的思想,把 PIN 二极管从结构上分为五个关键区域(如图 12.4-12 (b) 所示),分别用五个集总电荷表示。通过分段线性的方法来描述上述五个载流子物理运动方程,即电流密度方程、电流连续方程、电中性方程、PN 结方程和泊松方程,再结合外部 KCL、KVL 方程,可以得到完整的功率二极管电压 v_D 、电流 i_D 描述方程组。

$$\begin{cases} u_D = u_i + u_M + r_s i_D \\ i_D = i_M + i_E + C_j \frac{du_i}{dt} \end{cases} \quad (12.4-30)$$

式中： u_i 为结电压，包括 P^+N^- 结和 N^-N^+ 结电压的总和； u_M 为基区电压降； $r_s i_D$ 代表接触电阻压降， r_s 为接触电阻和引线电阻之和； i_M 为基区电流； i_E 为端区复合电流； $C_j du_i/dt$ 代表结电容电流，由结电容 C_j 和结电压 u_i 的变化率决定。

对基区电流 i_M 有

$$i_M = I_S \times \left[\exp\left(\frac{u_i}{2u_t} - 1\right) \right] \quad (12.4-31)$$

式中： I_S 为大注入饱和电流， u_t 为热电压。

对端区复合电流 i_E 有

$$i_E = I_{SE} \times \left[\exp\left(\frac{2u_i}{u_i} - 1\right) \right] \quad (12.4-32)$$

式中： I_{SE} 为端区复合电流饱和值。

对基区电压 u_M 有

$$u_M = \frac{2u_t T_{12} R_{M0}}{Q_E R_{M0} + 2u_t T_{12}} \times i_D \quad (12.4-33)$$

式中： T_{12} 为载流子穿越基区的时间。

端区电荷 Q_E 表示为

$$Q_E = I_S \times \tau \times \left[\exp\left(\frac{u_i}{u_t}\right) - 1 \right] \quad (12.4-34)$$

而结电容 C_j 与结电压 u_i 的极性有关。

$$\begin{cases} C_j = C_{j0} \left(1 + m \frac{u_i}{u_b}\right) & u_i \geq 0 \\ C_j = C_{j0} / \left(1 - \frac{u_i}{u_b}\right)^m & u_i < 0 \end{cases} \quad (12.4-35)$$

式中： u_b 为二极管内建电动势差； C_{j0} 为无耗尽时的结电容。

式 (12.4-30) ~ 式 (12.4-35) 构成功率二极管的集总电荷模型。除了包含一个中间变量 U_i 外，另外还有六个参数： I_S 、 I_{SE} 、 τ 、 T_{M0} 、 r_s 和 R_{M0} 。对于这样的超越方程，可以通过在厂商提供的产品数据手册上的 $I-U$ 曲线上取若干个点 (I_n , U_n)，用数学拟合的方法代入式 (12.4-30) ~ (12.4-34) 可完整地提取这六个特性参数。至于结电容参数 C_{j0} 、 u_b 和 m 可以通过数据手册上的 $C-U$ 曲线用式 (12.4-35) 拟合得到。

以超快恢复二极管 MUR860 为例，其正向 $I-U$ 特性曲线和反偏 $C-U$ 特性曲线如图 12.4-13 所示。利用曲线拟合的模型参数提取技术，可以得到 MUR860 的高频仿真模型及其模型参数如表 12.4-2 所示。

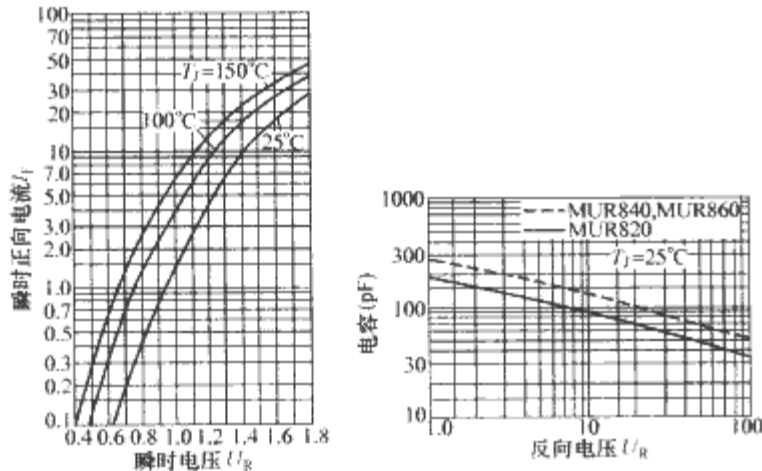


图 12.4-13 MUR860 特性曲线

表 12.4-2 MUR860 集总电荷模型参数

τ (ns)	304	T_{M0} (ns)	80
r_s (mΩ)	13	I_S (A)	1.39×10^{-8}
I_{SE} (A)	1.17×10^{-17}	C_{j0} (pF)	325
u_b (V)	0.86	m	0.39
R_{M0} (Ω)	2000	α	0.387
τ_{SW} (ns)	20	τ_{RE} (ns)	194

2.1.3 功率 MOSFET

在电力电子线路中，功率 MOSFET 主要用作高频开关器件。其动态特性及其寄生参数对系统的电磁干扰水平有显著的影响，必须被精确地模拟。功率 MOSFET 的动态特性主要由两个因素决定，即栅电极的电位变化速率和载流子渡越漂移区的速度。当第一个因素起主导作用时，器件电容成为影响动态特性的关键参数。因此，建立精确的功率 MOSFET 高频模型，必须能够精确地模拟它的三个极间非线性电容 C_{GS} 、 C_{GD} 、 C_{DS} 。此外，高频模型还必须能够描述其静态阈值电压和寄生二极管的反向恢复。这些都必须从其内部物理模型出发。

图 12.4-14 为 VDMOS 的内部结构剖面图。应用集总电荷的方法，将 P 型沟道体区和 N⁻ 型漂移区的电荷分别集总表示在节点 1 和 3 处。随着外加栅压的变化，硅表面会出现积累、耗尽和反型的情况，相应的体区电荷和漂移区电荷被分别表示 q_{dB} 、 q_{aB} 、 q_{dB} 和 q_{dD} 、 q_{aD} 、 q_{dD} ，如表 12.4-3 所示。根据电荷守恒的原理，在栅极内将分别感应出对应于体区电荷和漂移电荷的栅极电荷，用 q_{GB} 和 q_{GD} 表示。至于漏-源之间的二极管可以用上节介绍的二极管模型模拟，包括反向恢复特性和结电容 C_{DS} ，这里不再赘述。节点 2 和节点 4 是内部连接节点，用于电位的计算。

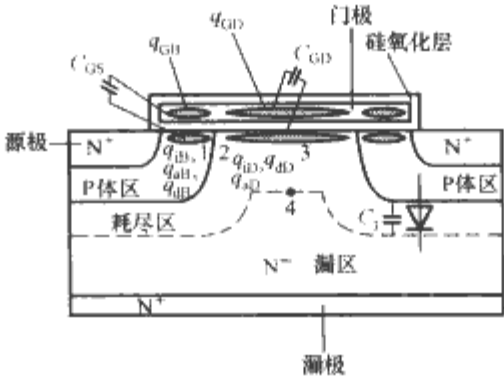


图 12.4-14 为 VDMOS 的内部结构剖面图

表 12.4-3 VDMOS 内部集总电荷表示

体 区	漂移区	电荷类型
q_{dB}	q_{dD}	反型电荷
q_{aB}	q_{aD}	耗尽电荷
q_{GB}	q_{GD}	积累电荷
q_{GB}	q_{GD}	栅极电荷

在 MOSFET 开关过程中，由于 U_{GS} 和 U_{GD} 迅速变化，导致 P 型体区和 N⁻ 型漂移区的表面会分别处于积累、耗尽、反型的不同状态。通过分阶段地计算各状态下的体区和漂移区集总电荷 q_{dB} 、 q_{aB} 、 q_{dB} 和 q_{dD} 、 q_{aD} 、 q_{dD} ，推导出分段线性变化的极间电容方程，建立起相应的子电路模型。

根据开通过程中各变量的转化对 P 型体区和 N⁻ 型漂移区的影响，可以将开通过程分为五个阶段。

(1) $U_{GS} < U_{GS(th)}$ ， $U_{GD} < U_{GD(th)}$ 。在该阶段，P 型体区

表面形成空穴积累区, N^- 型漂移区表面形成空穴反型区。由于 N^- 型漂移区反型层屏蔽了下层耗尽层电荷的变化, 使 C_{GD} 下降到近似为零。同时反型层形成的空穴通道将节点 1 和 3 短路, 使得栅—源氧化层电容 C_{GS0} 和栅—漏氧化层电容 C_{GDO} 并联。因此有

$$\begin{cases} C_{GS} = C_{GS0} + C_{GDO} = C_{GS1} \\ C_{GD} = 0 \end{cases} \quad (12.4-36)$$

(2) $U_{GS} < U_{GS(th)}$, $U_{GD(th)} > U_{GD} > U_{GD(th)}$ 。随着栅极电压 U_{GS} 的上升, 使得 N^- 型漂移区的反型层逐渐削弱。 U_{GS} 增加到使得 $U_{GD} > U_{GD(th)}$ 时, N^- 漂移区表面反型层消失, 只剩下正离子耗尽层, 节点 1 和 3 之间的短路通道被切断, 而 P 型体区表面保持空穴积累。极间电容为

$$\begin{cases} C_{GS} = C_{GS0} \\ C_{GD} = C_{GDO} \left[1 + \frac{2(U_{GD(th)} - U_{GD})}{\gamma_D^2} \right]^{-\frac{1}{2}} = C_{GDO} \end{cases} \quad (12.4-37)$$

(3) $U_{GS(th)} > U_{GS} > U_{GS(th)}$, $U_{GD(th)} > U_{GD} > U_{GD(th)}$ 。 U_{GS} 继续上升到 $U_{GS} > U_{GS(th)}$ 时, P 型体区表面开始形成耗尽层, N^- 型漂移区维持耗尽层状态, 此时有

$$\begin{cases} C_{GS} = C_{GS0} \left(1 + \frac{2(U_{GS} - U_{GS(th)})}{\gamma_B^2} \right)^{-\frac{1}{2}} = C_{GSD} \\ C_{GD} = C_{GDO} \left(1 + \frac{2(U_{GD(th)} - U_{GD})}{\gamma_D^2} \right)^{-\frac{1}{2}} = C_{GDO} \end{cases} \quad (12.4-38)$$

(4) $U_{GS} > U_{GS(th)}$, $U_{GD(th)} > U_{GD} > U_{GD(th)}$ 。 U_{GS} 继续上升至高于阈值电压, 即 $U_{GS} > U_{GS(th)}$ 时, P 型体区表面形成反型层导电沟道, MOSFET 开始导通, i_D 逐渐上升。而 N^- 型漂移区仍为耗尽层状态。这个阶段 MOSFET 工作在饱和区, 采用 Meyer 模型原理, 将 P 型体区沟道电荷对应的电容分解为 C_{GSC} 和 C_{GDC} 两部分。因此有

$$\begin{cases} C_{GS} = C_{GSC} \\ C_{GD} = C_{GDC} + C_{GDO} \left(1 + \frac{2(U_{GD(th)} - U_{GD})}{\gamma_D^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (12.4-39)$$

(5) $U_{GS} > U_{GS(th)}$, $U_{GD} > U_{GD(th)}$ 。在这个阶段, P 型体区表面维持反型, N^- 型漂移区表面积累层开始形成。MOSFET 由饱和区逐渐过渡到线性区。这时有

$$\begin{cases} C_{GS} = C_{GSC} \\ C_{GD} = C_{GDC} + C_{GDO} \end{cases} \quad (12.4-40)$$

以上五个阶段的非线性电容方程构成了功率 MOSFET 的极间电容模型。再利用 SPICE 提供的基本 MOSFET 模型为核心, 可以构建适用于电磁干扰分析的功率 MOSFET 模型, 如图 12.4-15 所示。图 12.4-15 中各开关的状态反映了

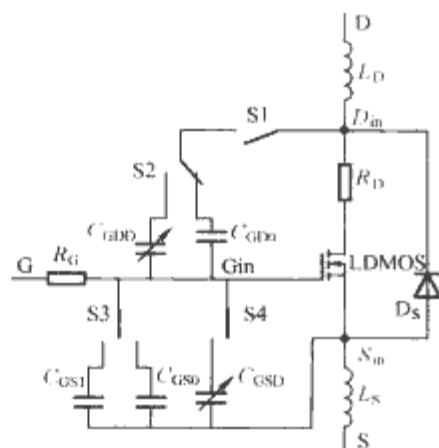


图 12.4-15 功率 MOSFET 高频模型

五个阶段的变化。栅漏电容 C_{GD} 部分, 开关 S1 断开, 漏极处于反型; 开关 S1 闭合, S2 左接通漏极为耗尽, 右接通则为积累。栅极电容 C_{GS} 部分, 开关 S3 左接通时 P 型体区积累, 漏区反型; 右接通则仅体区积累。开关 S4 接通对应 P 型体区耗尽, S3 和 S4 都断开为 P 型体区反型状态。由于现有的 SPICE MOSFET 模型中已经包含了 Meyer 电容模型, 因此 C_{GSC} 和 C_{GDC} 不需要另外给出。至于寄生二极管 D_S 的模型和参数抽取可以参见本章第 2.1 小节。

各开关条件与开通各阶段的对应关系见表 12.4-4。五个阶段转换的外部边界条件参数分别为: P 型体区平带电压 $U_{GS(th)}$ 、漏区平带电压 $U_{GD(th)}$ 、P 型体区阈值电压 $U_{GS(th)}$ 和漏区阈值电压 $U_{GD(th)}$ 。其中 $U_{GS(th)}$ 、 $U_{GD(th)}$ 、 $U_{GS(th)}$ 为常量, 可以根据产品的数据手册中提取。 $U_{GD(th)}$ 是随外部电压 U_{DS} 变化的变量, 由式 (12.4-41) 计算确定。

$$U_{GD(th)} = U_{GD(th)} + \Phi_{SD} - \gamma_D \cdot \sqrt{U_{DS} - \Phi_{SD}} - U_{DS} \quad (12.4-41)$$

式中: γ_D 为 N^- 型漂移区体效应因子; Φ_{SD} 为 N^- 型漂移区强反型表面电动势。

表 12.4-4 功率 MOSFET 开通各阶段对应的模型开关状态

开关	$U_{GS} < U_{GS(th)}$, $U_{GD} < U_{GD(th)}$	$U_{GS} < U_{GS(th)}$, $U_{GD(th)} > U_{GD} > U_{GD(th)}$	$U_{GS(th)} > U_{GS}$, $U_{GD(th)} > U_{GD} > U_{GD(th)}$	$U_{GS} > U_{GS(th)}$, $U_{GD(th)} > U_{GD} > U_{GD(th)}$	$U_{GS} > U_{GS(th)}$, $U_{GD} > U_{GD(th)}$
S1	断开	闭合	闭合	闭合	闭合
S2	断开	左闭合	左闭合	左闭合	右闭合
S3	左闭合	右闭合	断开	断开	断开
S4	断开	断开	闭合	断开	断开

关于模型参数的提取, 根据式 (12.4-36) ~ 式 (12.4-41), 所需确定的未知量包括 C_{GS0} 、 C_{GDO} 、 $U_{GS(th)}$ 、 $U_{GS(th)}$ 、 $U_{GD(th)}$ 、 γ_B 、 γ_D 、 Φ_{SB} 、 Φ_{SD} 。其中栅源氧化电容 C_{GS0} 和栅漏氧化电容 C_{GDO} 可以通过产品数据手册中给出的栅极电荷特性曲线来求取。阈值电压 $U_{GS(th)}$ 可以直接查产品数据参数表或通过外推 $I_{DS}-U_{GS}$ 曲线至 $I_{DS}=0$ 处得到。而 γ_D 和 $U_{GD(th)}$ 可以在已知 C_{GDO} 的基础上, 由数据手册中的 $C_{GDO}-U_{DS}$ 曲线用数学拟合的方法获得。 $U_{GS(th)}$ 、 Φ_{SB} 、 Φ_{SD} 都是与费米势 Φ_F 有关的量, 可以取 Φ_F 的典型值 0.3。对多晶硅栅极/衬底结构, 有

$$\begin{cases} U_{GS(th)} = -0.56 - \Phi_F \\ \Phi_{SB} = 2\Phi_F + U_i \\ \Phi_{SD} = -2\Phi_F - 6U_i \end{cases} \quad (12.4-42)$$

最后, 用 $C_{iss} (C_{GD} + C_{GS}) - U_{DS}$ 曲线减去 $C_{GDO} (C_{GD}) - U_{DS}$ 曲线可以得到 C_{GS} 在 $U_{GS}=0$ 时的值。此时, P 型体区处于耗尽状态, 利用式 (12.4-38) 就可以得到 P 型体区体效应因子 γ_B 。

利用上述参数抽取方法, 以 IR 公司生产的 IRF840 为例, 可以获得其高频等效模型的参数如表 12.4-5 所示。

表 12.4-5 IRF840 模型参数

C_{GS0} (nF)	1.239	C_{GDO} (nF)	1.952
$U_{GS(th)}$ (V)	-0.86	$U_{GD(th)}$ (V)	0.6261
$U_{GS(th)}$ (V)	3.85	γ_D (V ^{1/2})	0.894
γ_B (V ^{1/2})	5.323	Φ_{SD} (V)	-0.8
Φ_{SB} (V)	0.8	R_D (Ω)	0.81
R_G (Ω)	3.45	L_S (nH)	7.5
L_D (nH)	4.5		

2.2 无源器件的高频模型

在电磁兼容考虑的频率范围内,电力电子线路中使用的无源器件,包括电阻、电容、电感、变压器、共模扼流圈等都不能看作理想的器件,其寄生参数对它们的高频特性有很大的影响。因此,在建立电磁干扰耦合模型时必须考虑其寄生参数。无源器件寄生参数的抽取主要有解析法、阻抗分析仪测量法、谐振电路法、数值法等。不同无源元件寄生参数的抽取可采用不同的方法。在 EMC 频率范围内,由于频率较高,可以采用高频阻抗分析仪试验技术比较,且其是一种比较简单可行的方法。

2.2.1 电阻器

理想的电阻器频率特性对所有的频率其幅度值都相等,而且相位角恒定为 0° ,如图 12.4-16 所示。阻抗为 $Z_R(\omega) = R \angle 0^\circ$ 。

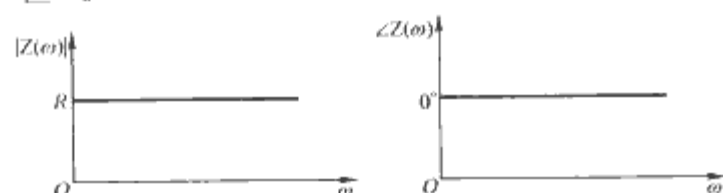


图 12.4-16 理想电阻器的幅频和相频特性

实际的电阻器受制造工艺的影响都存在一些非理想特性。按制造工艺分,常见的电阻器有碳质电阻器、线绕电阻器和薄膜电阻器等。碳质电阻器由中间柱状的碳材料外加金属端和引线构成。线绕电阻器由金属线绕制而成。薄膜电阻器则是通过在绝缘衬底上安置一个金属薄膜构成的。因为线绕电阻由导线绕制而成,电阻值容易精确控制,可以获得更小的电阻偏差。但绕制结构也导致了较大的寄生电感。薄膜电阻器的精度比碳质电阻器好,且寄生电感比线绕电阻要小。

电阻器的非理想特性可以通过图 12.4-17 的高频等效电路描述,其中 C_p 和 L_s 分别表示寄生电容和寄生电感。 C_p 的典型值在 $1 \sim 2\text{pF}$ 之间, L_s 在几十纳亨以下。电阻值与寄生阻抗值的相对大小对等效电路的选取有直接影响。相对而言,图 12.4-17 (a) 是适合高阻值电阻器的高频等效电路,而图 12.4-17 (b) 则对低阻值电阻器的高频等效更为合适。这是因为对高阻值电阻而言,串联寄生电感的影响较小。而对低阻值电阻而言,并联寄生电容的影响不容易体现。因此,对不同阻值的电阻器应采用不同的高频等效电路,相应建立不同的数学模型。

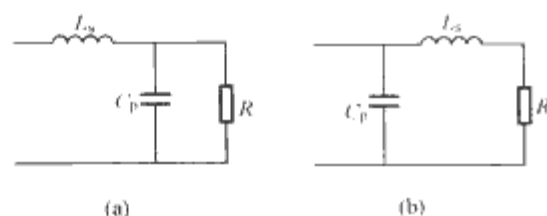


图 12.4-17 电阻器的高频等效电路

(a) 高阻值电阻器等效电路; (b) 低阻值电阻器等效电路

图 12.4-17 (a) 对应的电阻器模型等效阻抗为

$$Z_R(\omega) = j\omega L_s + R // \left(\frac{1}{j\omega C_p} \right) \quad (12.4-43)$$

相应于图 12.4-17 (b) 模型的等效阻抗为

$$Z_R(\omega) = (j\omega L_s + R) // \frac{1}{j\omega C_p} \quad (12.4-44)$$

图 12.4-18 (a)、(b) 是与之相应的幅频特性曲线。图 12.4-18 中三个转折角频率分别为

$$\begin{cases} \omega_c = \frac{1}{RC_p} \\ \omega_l = \frac{R}{L_s} \\ \omega_{LC} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \end{cases} \quad (12.4-45)$$

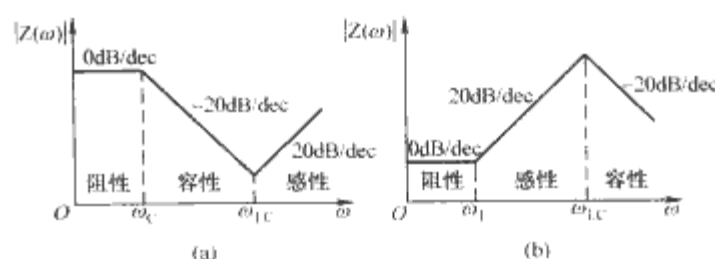


图 12.4-18 非理想电阻器的幅频特性

(a) 高阻值电阻器的幅频特性; (b) 低阻值电阻器的幅频特性

电阻器高频等效模型的寄生参数可以用 LCR 表或阻抗分析仪提取,如 Agilent 的 4284A 或 4294A 等。使用时,特别注意 LCR 表与被测元件的连接方法,常见的方法包括“二端子法”、“三端子法”和“四端子法”,如图 12.4-19 (a)、(b)、(c) 所示。“二端子法”连接简单,但测量精度容易受接触电阻和端子间寄生电容的影响。当频率超过几万赫兹时,误差变得显著。“三端子法”在连接线上增加屏蔽,减小寄生电容的影响,保证了高频情况下的测量精度。“四端子法”则是通过独立于电流回路的电压检测,消除了接触电阻上的压降对测量电压的影响,提高了低阻抗元件的测量精度,是最好的连接方式。

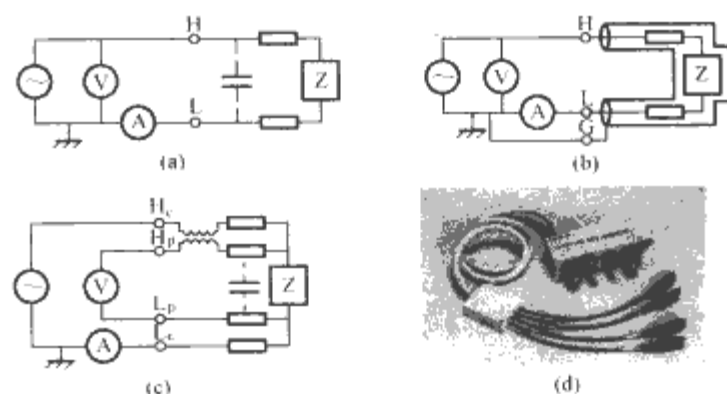


图 12.4-19 阻抗测量时的连接方式

(a) 二端子法; (b) 三端子法; (c) 四端子法;
(d) 市售测试固定器(四端子法)

2.2.2 电容器

电容器的理想电气特性如图 12.4-20 所示。阻抗为 $Z_C(\omega) = 1/j\omega C$,其幅度随频率增加而线性减小,相位角恒定为 -90° 。

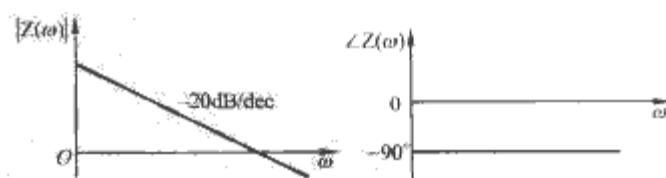


图 12.4-20 理想电容器的幅频和相频特性

电力电子设备中使用的电容器种类很多,常见的有铝电解电容、钽电解电容、瓷片电容器和薄膜电容器等,作用于储能、滤波、缓冲、干扰抑制等方面。每一种电容器都有自己的特性。一个非常成功的设计,必须对不同的应用场合,选用不同的电容器。为了达到干扰抑制的目的,常用的电容器有陶瓷电容和钽电容。钽电容有较大的容量,典型值在 $1 \sim 1000\mu\text{F}$ 之间,常用作输出电容储存电能和传导干扰的抑

制。陶瓷电容的电容值比钽电容小,典型值在 $5\text{p}\sim 1\mu\text{F}$ 之间。由于其自身的谐振频率要比钽电容高的多,陶瓷电容更多的用于定时、旁路电路和辐射干扰的抑制。

两种类型的电容器具有相同的等效电路模型,不同的是等效电路的参数,反映其在不同频段的不同特性,如图12.4-21(a)所示。图12.4-21(a)中 L_s 和 R_s 分别代表等效串联电感和电阻。这是一个典型的串联谐振电路,它的等效阻抗为

$$Z(\omega) = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C} + R_s \quad (12.4-46)$$

相应的幅频特性如图12.4-21(b)所示。

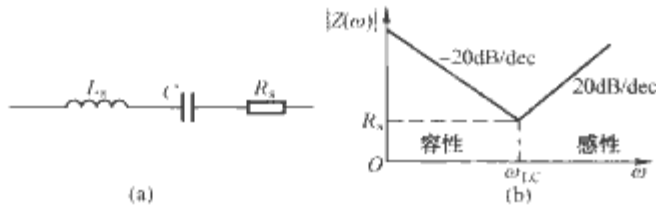


图 12.4-21 非理想电容器的高频等效电路和幅频特性
(a) 高频等效电路; (b) 幅频特性

直流时,电容表现为开路。低频时,电容器的容抗占支配地位,幅值以 $-20\text{dB}/十倍频$ 的速率随频率增加而线性减小。当频率增加至自谐振频率, $\omega_{LC} = 1/\sqrt{L_s C}$ 时,电路表现为纯阻性,阻抗大小等于串联等效电阻值 R_s 。当频率高于自谐振频率 ω_{LC} 以后,电路更多地表现为电感性,阻抗幅值随频率增加以 $+20\text{dB}/十倍频$ 的速率线性增长。可见,当干扰频率高于电容器的自谐振频率 ω_{LC} 时,干扰不但不能被电容器滤除反而被增大了。

电容值大一些的电容器自谐振频率比较低,不仅仅是由于 L_s 的变化,更主要是因为 C 值变大而引起的。大容值的滤波电容器尽管能够提供更低阻值的滤波通道,但由于寄生参数的影响,小容值电容器往往具有更好的高频特性。这一点在选择滤波电容值时尤为重要。

电容器高频等效电路寄生参数的提取可以用LCR表或阻抗分析仪测量。测量方法与电阻器的模型参数提取方法类似。

2.2.3 电感器

电感器的理想频率特性表示为 $Z_L(\omega) = j\omega L$,如图12.4-22所示。阻抗幅度以 $+20\text{dB}/十倍频$ 的速率线性增长,相位角恒定为 $+90^\circ$ 。

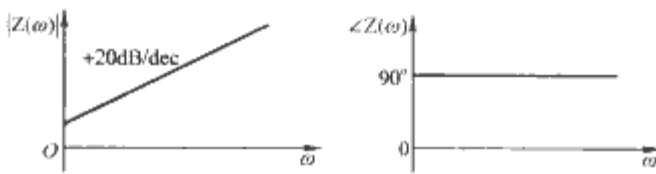


图 12.4-22 理想电感器的幅频和相频特性

与电阻器、电容器一样,实际应用中的电感器也不理想,图12.4-23给出了其高频等效电路及幅频特性曲线。其中 R_s 表征了由线圈损耗、磁滞损耗、涡流损耗等所构成的损耗电阻; C_p 代表电感线圈间的匝间分布电容和层间分布

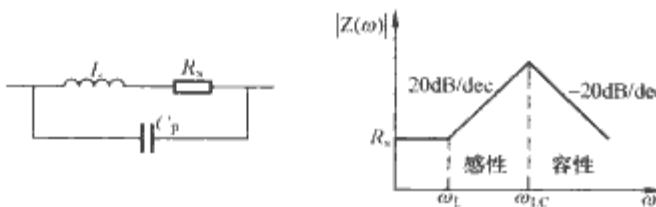


图 12.4-23 非理想电感器的
高频等效电路和幅频特性

电容。这些杂散参数的存在,严重影响了电感器的高频特性。图12.4-23中两个转折频率为

$$\begin{cases} \omega_L = \frac{R_s}{L} \\ \omega_{LC} = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} \end{cases} \quad (12.4-47)$$

低频时电阻占支配地位,阻抗为 R_s 。随着频率的增长,当 $f > f_L$ 时电感占支配地位,阻抗以 $+20\text{dB}/十倍频$ 的速度增长。当频率进一步增长至 $f > f_{LC}$ 时,寄生电容的效应开始占主导地位,降低了电感器抑制高频干扰的能力。

相对于电阻器和电容器,提取电感器的等效模型参数的工作要复杂得多。磁性材料、磁心结构和线圈的绕制方法对分布参数 R_s 、 C_p 甚至电感值 L 本身都有很大的影响。特别是磁性材料的非线性特性,磁导率 μ 随线圈电流的大小而变化。当电流足够大时,磁心进入饱和,等效电感值会变得很小。因此,用于小信号测量的LCR表或阻抗分析仪的测量结果不能准确反映电感在大信号条件下(包括直流工作条件下)的真实情况,只能作为其在非饱和状态下的一种近似。

为了反映直流电感的实际工作特性,测量需要使用直流偏置电源。在设定的直流偏置电流工作条件下测量电感的等效电路参数,如图12.4-24所示。注意为了减小偏置电源的接入对被测元件(DUT)的影响,偏置电源常常被要求设计有很高的输入阻抗,如Agilent的42841和Voltech的DC1000等。

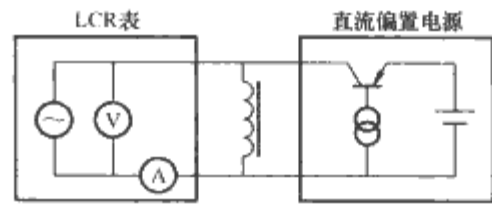


图 12.4-24 在直流偏置下测量电感器的参数

除了通过测量仪器用试验手段提取电感的高频等效模型参数外,还可以利用数值计算的方法提取其高频寄生参数。这部分内容将在下节的变压器高频模型中一并介绍。

2.2.4 变压器

高频变压器是电力电子线路中广泛使用的磁性元件,起着电压转换和电气隔离的作用。其设计与电力电子装置的转换效率、开关波形、损耗分布、电磁干扰息息相关。一方面,变压器的高频寄生参数,包括匝间、层间、绕组间分布电容和端部电容,以及漏电感等,构成了电磁干扰的耦合通道。另一方面,磁性材料、磁心结构和线圈绕制方式的多样性,以及高频工作情况下存在的导体电流趋肤效应、邻近效应、磁性材料的涡流效应、饱和特性等,都使得高频变压器包括电感的建模工作变得非常复杂又急待解决。

图12.4-25给出了常用的变压器高频等效模型。其中: L_m 为励磁电感, L_K 为漏感; C_1 、 C_2 反映了匝间和绕组间的分布电容, C_3 是一次侧、二次侧绕组间电容; r_1 、 r_2 反映了一次侧、二次侧绕组的线圈损耗, R_m 包括了涡流损耗和磁滞损耗。模型中虚线框内为理想变压器模型, n 为变比。模型中二次侧的寄生参数被折算到一次侧。

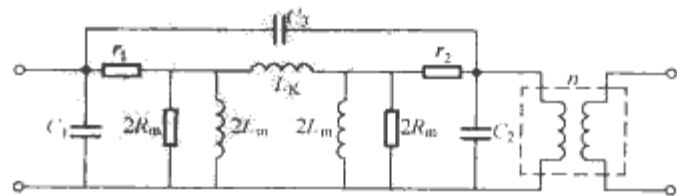


图 12.4-25 变压器高频等效模型

变压器模型参数的提取既可以通过试验测量的方法获得,也可以使用计算机数值计算的方法求解。下面就两种方法分别予以介绍。

2.2.4.1 试验测量法

对高频变压器一次侧、二次侧分别做开路、短路试验,根据阻抗分析仪记录的阻抗特性曲线可以推算出图 12.4-25 中的等效模型参数,包括 L_m 、 L_K 、 C_1 、 C_2 、 C_3 、 r_1 、 r_2 、 R_m 和 n 九个参数。定义 $Z_0(\omega)$ 和 $Z_{sc}(\omega)$ 分别是变压器二次侧做开路和短路试验时测得的一次侧阻抗曲线,而 $Z'_0(\omega)$ 和 $Z'_{sc}(\omega)$ 分别是一次侧做开路和短路试验时测得的二次侧阻抗曲线。以图 12.4-24 给出的示意图说明模型参数的推算方法。

图 12.4-26 中的谐振频率 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 、 f_5 分别为

$$\begin{cases} f_1 = \frac{r_1}{2\pi L_0} \\ f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0(C_1 + C_2)}} \\ f_3 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{sc}(C_1 + C_3)}} \\ f_4 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{sc}(C_2 + C_3)}} \\ f_5 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{sc}[C_3 + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}} \end{cases} \quad (12.4-48)$$

通过测量图中的开路电感 L_0 、短路电感 L_{sc} 、低频电阻值、自谐振频率 $f_1 \sim f_5$ 可以计算出变压器的等效模型参数,具体方法如下:

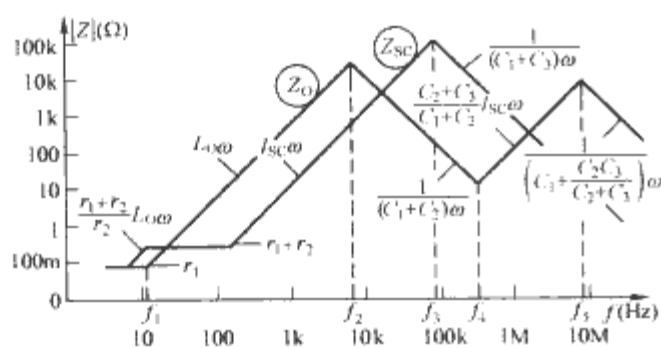


图 12.4-26 开路、短路试验提取
变压器高频等效模型参数

(1) 确定励磁电感 L_m 和漏感 L_K 。根据测量得到的开路阻抗 $Z_0(\omega)$ 、 $Z'_0(\omega)$ 和短路阻抗 $Z_{sc}(\omega)$ 幅频特性曲线,如图 12.4-26 所示,取曲线的第一段上升折线斜率可以得到开路电感 L_0 、 L'_0 和短路电感 L_{sc} 。则变压器的变比 n 和耦合系数 K 计算为

$$n = \sqrt{L'_0 / L_0} \quad (12.4-49)$$

$$K = \sqrt{1 - L_{sc} / L_0} \quad (12.4-50)$$

等效模型中的漏电感和励磁电感可计算为

$$L_K = L_{sc} / K \quad (12.4-51)$$

$$L_m = L_0 \times \frac{K + 1}{2} \quad (12.4-52)$$

(2) 确定绕组损耗电阻 r_1 、 r_2 和磁心损耗电阻 R_m 。一次侧开路阻抗曲线 $Z_0(\omega)$ 的低频部分代表了一次侧绕组电阻 r_1 , 相应二次侧开路阻抗曲线 $Z'_0(\omega)$ 的低频段反映了二次侧的绕组电阻 $n^2 r_2$ 。根据式(12.4-49)计算出的绕组匝比 n , 从而可以计算出 r_2 。通过短路阻抗曲线 $Z_{sc}(\omega)$ 的低频段等于 $r_1 + r_2$ 可以检查计算结果。磁心损耗电阻 R_m 等于自谐振频率 f_2 处的一次侧阻抗幅值 $|Z_0(f_2)|$ 。

(3) 确定分布电容 $C_1 \sim C_3$ 。匝间电容 C_1 、 C_2 和绕组间电容 C_3 可以由测得的谐振频率 f_2 、 f_3 、 f_4 根据式(12.4-48)求解而得。

通过上述试验手段提取变压器高频等效模型参数的方法有一定局限性。磁性器件的部分特有现象,如线圈电流的集肤效应、邻近效应和磁心的非线性饱和特性都难以通过试验技术在线测量。这些复杂的电磁现象只能通过计算机技术进行模拟。下面介绍基于有限元技术的模型参数提取方法。

2.2.4.2 数值计算法

基于有限元技术提取变压器(包括电感)高频等效模型参数的过程大致包括以下三个步骤:

(1) 根据变压器的结构参数(包括磁心结构、线圈绕制方式、气隙位置、大小)和磁性材料特性进行网格剖分生成元件的物理描述文件,这个文件将作为有限元计算的边界条件。

(2) 根据确定的边界条件和激励函数完成麦克斯韦方程组的有限元求解,包括磁场分布和电场分布。磁场计算主要是为了获得磁场能量和损耗分布,电场计算获得了一个随电压变化的电场能量函数。

(3) 根据计算的磁场、电场能量分布和损耗结果折算成相应电感、电容和电阻值,完成高频模型参数的提取。

有限元的计算程序虽然复杂,但各个环节易于标准化。随着国内外科研工作者的不断努力,整个方法可以说已经逐渐趋于标准化,许多问题都有了现成的通用程序。对特定的问题也推出了商业化的软件包。例如,ANSOFT 公司推出的 PEXprt (PEMag) 就是专门针对高频磁性元件(变压器或电感)设计的软件包,内嵌二维电磁场有限元分析软件 Maxwell2D。其内建的标准磁性材料库和磁心元件库、线型库极大地方便了变压器模型的建立。PEXprt 可以求解交/直流磁场、静电场以及瞬态场,计算中考虑了集肤效应、邻近效应、气隙边缘效应、端部效应以及涡流损耗和迟滞损耗等各种高频电磁现象。用户的主要工作集中在根据具体的设计输入变压器的物理结构,余下的网格剖分、电磁计算、参数提取的工作都可以交给计算机自行完成。图 12.4-27 是用 PEXprt 计算的变压器绕组电阻曲线,其结果验证了集肤效应和气隙边缘效应对绕组电阻的影响。

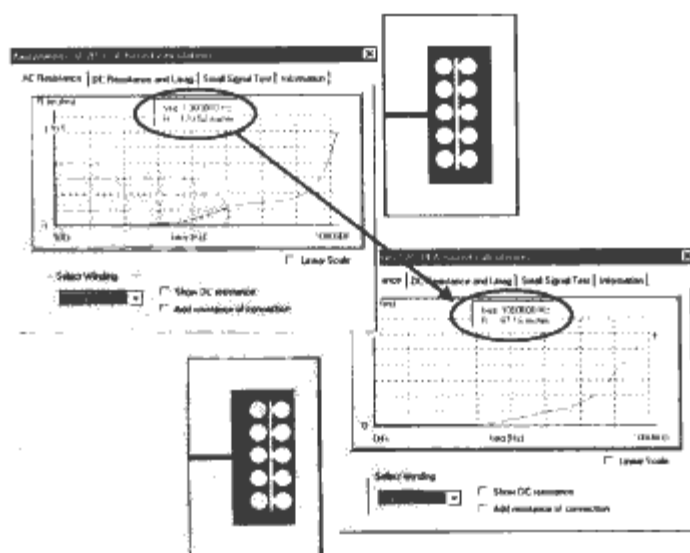


图 12.4-27 举例 PEXprt 提取的
变压器绕组电阻参数

采用数值计算法建立变压器高频模型存在对计算资源要求很高、计算时间长、软件包价格昂贵的缺点。

2.2.5 共模扼流圈

共模扼流圈是抑制共模干扰最有效的元件之一。其结构

是在同一个闭合磁路磁心上缠绕相同的两个电感线圈，线圈缠绕方向使工作电流（差模电流） I_{dm} 所产生的磁场 H_{dm} 在磁心中相互抵消，共模电流 I_{cm} 产生的磁场 H_{cm} 在磁心中相互增强，如图 12.4-28 所示。因此共模扼流圈对工作信号（差模信号）几乎没有影响，对其模干扰却有很强的抑制作用。

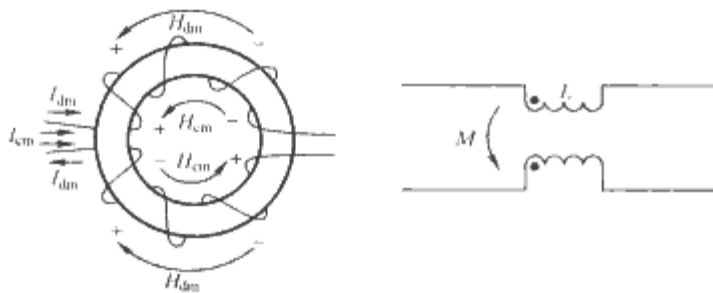


图 12.4-28 共模扼流圈及其电路符号

共模扼流圈的有效性依赖于两个线圈间的耦合系数 K 。理想情况下全耦合 $K=1$ ，两线圈间的互感与自感相等 $M=L$ 。对共模信号等效电感为 $L+M=2L$ ，共模信号衰减；对差模信号等效电感为 $L-M=0$ ，无信号衰减。工作电流（差模电流）产生的磁场完全相互抵消，共模扼流圈不会因为工作电流大而出现磁饱和的现象。因此设计共模扼流圈都选用磁导率较高的磁性材料，将磁通量尽量集中在磁心中以减少漏磁。磁导率 μ 越大，漏磁越小， K 就越接近于 1。实际情况中，磁性材料的相对磁导率 μ_r 都会随着频率 f 的提高而变化，这会影响共模扼流圈对高频共模干扰的抑制效能。图 12.4-29 给出了锰锌铁氧体（MnZn）和镍锌铁氧体（NiZn）的相对磁导率 μ_r 随频率 f 变化曲线。锰锌铁氧体具有更高的初始磁导率，但是它们的磁导率随频率的增加比镍锌铁氧体磁导率下降得更快。在辐射发射频段内，镍锌铁氧体具有更高的磁导率，因此更适合于这个频段内共模干扰的抑制。

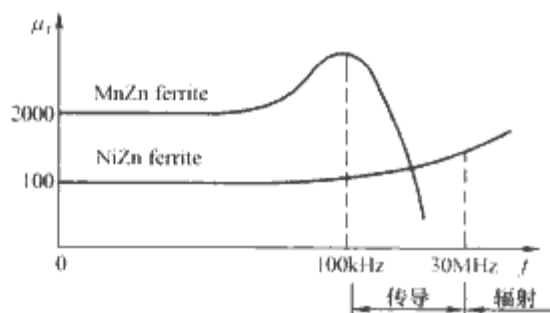


图 12.4-29 锰锌铁氧体（MnZn）和镍锌铁氧体（NiZn）的相对磁导率的频率响应

实际上，共模扼流圈两线圈的耦合系数 K 不可能等于 1，其产生的磁通量也不会全部集中在磁心中，会有一部分漏磁。这部分漏磁不会相互抵消，形成漏感。由于寄生漏感的存在，共模扼流圈对差模干扰信号可以产生一定的抑制作用。但当大电流流过共模扼流圈时，过大的漏感也可能导致磁心饱和，降低共模扼流圈的干扰抑制效能。

在制作共模扼流圈时，增加线圈匝数可以增加电感量，提高低频干扰抑制能力。但寄生电容随之增加，高频阻抗减小，降低其对高频干扰的抑制，如图 12.4-30 所示。盲目增加匝数来提高干扰衰减量是共模扼流圈设计中常见的一个错误（相对于电感设计，人们不再担心匝数增加导致磁心饱和），应该避免。

图 12.4-31 是共模扼流圈的高频等效模型，图中 L_{cm} 是共模电感， L_k 是漏电感， C_i 是线圈寄生电容， R_w 代表线圈损耗电阻， R_m 代表磁心损耗电阻。图 12.4-31（a）、（b）是

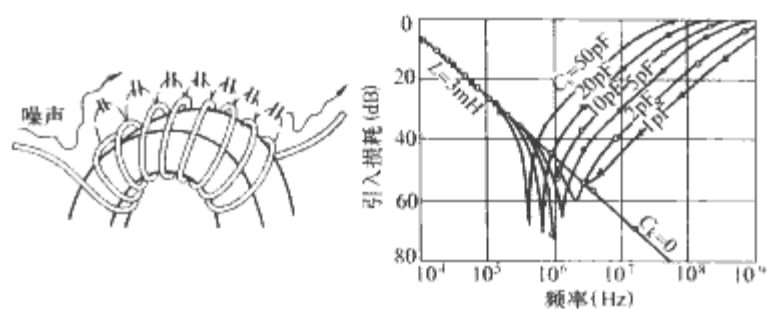


图 12.4-30 寄生电容的形成及其对抑制效能的影响

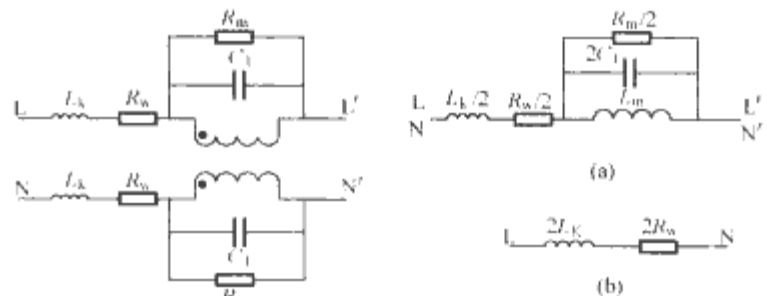


图 12.4-31 共模扼流圈的高频等效模型
(a) 共模等效电路；(b) 差模等效电路

相应的共模等效电路和差模等效电路。等效模型参数的提取可采用试验的方法完成，用阻抗分析仪 Agilent 4194A 测量得到。把 L 和 N 、 L' 和 N' 短路可以测得共模参数 L_{cm} 、 C_i 、 R_m ；把 L' 和 N' 短路测量 L 和 N 可以测得差模参数 L_k 和 R_w 。

2.3 导线的高频模型

在作电路分析的时候，导线一般被当作一个阻抗为零的理想导体处理。但在作 EMC 问题分析时，无论是辐射发射频率范围（30MHz~1GHz）还是较低的传导发射频率范围（150KHz~30MHz），导线都远远达不到其理想特性，不能把它们作简单化或原理性的处理。分析过程中必须考虑其等效模型参数。

导线的等效参数包括内参数和外参数两部分。内参数描述导线单独存在时的自身特性，包括导线电阻和内电感；外参数描述多根导线共存时相互间的电、磁耦合，包括分布电容和外电感。值得指出的是，由于集肤效应，导线的等效内电阻和内电感都是频率的函数。下面分别讨论导线等效电阻、电感以及分布电容的计算。

2.3.1 导线的等效电阻，包括直流电阻 R_{dc} 和交流电阻 R_{ac}

自由空间中的一根半径为 r_w 的圆导线，低频时其等效的单位长度直流电阻为

$$R_{dc} = \frac{1}{\sigma \pi r_w^2} \quad (\Omega/m) \quad (12.4-53)$$

式中： σ 为导线的电导率， $\sigma = \sigma_r \sigma_c$ ，其中 σ_c 为铜的电导率，等于 $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ， σ_r 为其他金属对铜的相对电导率。

随着频率的提高，由于集肤效应的作用，使电流集中于导线的表面，减小了电流通过的有效截面积，从而改变了导线的电阻值。集肤深度 δ 是电流频率 f 的函数，即

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (m) \quad (12.4-54)$$

式中： μ 为金属导体的磁导率， $\mu = \mu_r \mu_0$ ， μ_r 是导线的相对磁导率， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ ； f 为频率。

表 12.4-6 给出了不同频率下铜（ $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ， $\epsilon_r = 1$ ， $\mu_r = 1$ ）的集肤深度。从表中可以看出，对于一根直

径为 1.6mm 的铜导线, 当频率在 10kHz 时, 集肤效应已明显地表现出来了, 当频率在 100kHz 以上时, 集肤效应就已经十分严重了。

表 12.4-6 铜的集肤深度

f (Hz)	δ (mm)	f (Hz)	δ (mm)
50	8.5	1M	2.6
1k	2.09	10M	0.82
10k	0.66	100M	0.26
100k	0.21	1G	0.0823

在集肤效应的作用下, 高频电流只在靠近表面部分流动, 所以导线载流的有效截面积要比导线本身的截面积小, 导致导线的高频电阻 (或交流电阻) R_{ac} 要比它的直流电阻 R_{dc} 大。单位长度导线交流电阻等于

$$R_{ac} \approx \frac{r_w}{2\delta} R_{dc} = \frac{1}{2r_w} \sqrt{\frac{\mu}{\pi\sigma}} \sqrt{f} \quad (\Omega/m) \quad (12.4-55)$$

高频时导线的电阻是频率二次方根的函数。导线电阻 R_{ac} 以 10dB/10 倍频的速率随频率增长, 如图 12.4-32 (a) 所示, 两条渐进线交汇处的频率 $f = 4/(\pi\mu\sigma \cdot r_w^2)$ 处, 即 $r_w = 2\delta$ 。

2.3.2 导线的等效电感, 包括内电感 L_R 和外电感 L_W

导线存在着寄生电感, 它对电路中噪声和瞬态信号的影响十分重要, 甚至在低频下, 一根导线的感抗也可能会大于它们自身的电阻。一根导线的总电感量, 等于它的外电感量 L_W 和内电感量 L_R 之和, 即 $L_S = L_W + L_R$ 。

内电感是用来描述导体内部磁场效应的, 它的大小与导线的尺寸及与地平面的距离无关, 但与电流频率有关。对于一个环形截面的直导线, 当均匀地流过低频电流时, 其单位长度内电感为

$$L_{R,dc} = \frac{\mu}{8\pi} = 0.5 \times 10^{-7} \quad (\text{H/m}) \quad (12.4-56)$$

对于高频激励, 电流又趋向于集聚在导线表面, 集中在 δ 厚度处, 内电感变成频率的函数。

$$L_{R,ac} \approx \frac{2\delta}{r_w} L_{R,dc} = \frac{1}{4\pi r_w} \sqrt{\frac{\mu}{\pi\sigma}} \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (\text{H/m}) \quad (12.4-57)$$

高频时由于集肤效应, 内电感随频率以 -10dB/10 倍频程减小, 如图 12.4-32 (b) 所示, 两条渐进线交汇处的频率为

$$f = 4/(\pi\mu\sigma \cdot r_w^2)$$

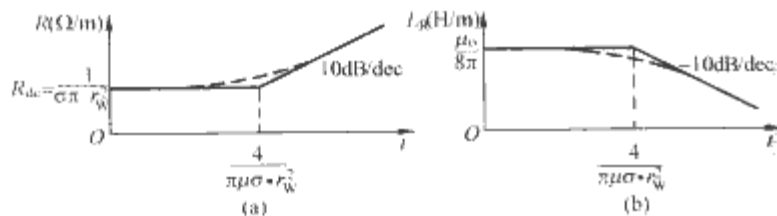


图 12.4-32 单位长度导线的电阻和
内电感与频率的关系曲线

(a) 单位长度导线的电阻; (b) 单位长度导线的内电感

导线的外电感与频率无关, 但与导线的空间位置和与其他导线的相互位置有关。如图 12.4-33 (a) 所示, 空间一根半径为 r_w 的圆导线, 离地面的高度为 h , 且 $h > 3r_w$, 则该导线单位长度的外电感为

$$L_W = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r_w}\right) \quad (\text{H/m}) \quad (12.4-58)$$

当用两根平行导线, 均匀流过大小相等、方向相反的电流

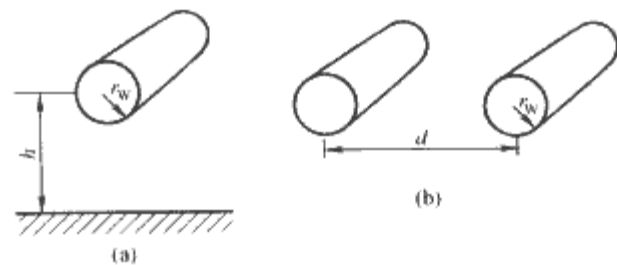


图 12.4-33 单位长度导线的外电感和电容的计算

(a) 空间一根圆导线; (b) 空间两根平行导线

时, 如图 12.4-33 (b) 所示。假设导线间的距离充分, 邻近效应可以忽略, 则导线的单位长度外电感为

$$L_W = \frac{\mu}{\pi} \ln\left(\frac{d}{r_w}\right) \quad (\text{H/m}) \quad (12.4-59)$$

式中: d 为两导线的中心距离; r_w 为导线的半径。

对典型的线径和线间距的导线, 外电感通常比内电感大得多。例如, 一对间距为 50mm 的 AWG20 规格导线, 低频时单位长度内电感为 $0.05\mu\text{H/m}$, 而单位长度的外电感为 $0.456\mu\text{H/m}$, 比内电感大 10 倍。高频时由于集肤效应, 内电感随频率以 -10dB/10 倍频程减小, 而外电感保持不变。所以内电感通常比外电感应小得多, 高频模型中可以忽略内电感。

2.3.3 导线的等效分布电容

两个导体之间的分布电容取决于导线间的距离和导线的半径, 式 (12.4-63) 给出了间距为 d , 半径为 r_w 的两平行导线间的单位长度电容计算式。

$$C_P = \frac{\pi\epsilon_0}{\ln(d/r_w)} \quad (\text{F/m}) \quad (12.4-60)$$

假设导线距地面的高度为 h , 且 $h \gg r_w$, 则单位长度导线的对地电容为

$$C_P \approx \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(2h/r_w)} \quad (\text{F/m}) \quad (12.4-61)$$

这两个外参数都独立于频率 f 。

注意: 以上单位长度电感、电容参数的计算式都是假定为自由空间的裸线, 并且导线周围的介质是均匀的, 介电常数和磁导率分别为 ϵ_0 和 μ_0 。实际情况中导线通常是被绝缘介质 (ϵ_r) 或屏蔽层包裹着, 以防止与其他导线接触或屏蔽干扰。因此电场和磁场是部分存在于绝缘材料或屏蔽层中, 导线周围的介质并不均匀。非均匀介质条件下电感、电容的推导比较困难, 并没有完整的解析表达式。许多情况下必须采用数值计算的方法, 借用专门的电磁分析软件, 如 MAXWELL Q3D。

每个单位长度的参数乘以导线长度就得到该长度导线的总参数。在导线长度 l 远小于信号波长 λ 的条件下 ($l \ll \lambda$), 可以建立导线的集总参数电路模型。当导线长度 l 大于所分析信号波长 λ 的情况下, 可以把导线分成若干段小尺寸的线段, 这样就得到若干个集总参数等效电路的串级电路。分段越多, 计算越精确, 但等效电路就越复杂, 计算量成平方倍增加。

常用的集总参数电路模型有四种结构, 即反 Γ 型、 π 型、T 型和 Γ 型, 如图 12.4-34 所示。这四种导线模型的精度略有不同, 取决于导线末端的负载阻抗 Z_L 与导线特征阻抗 Z_C 的比例

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_S}{C_P}} = 120 \ln\left(\frac{d}{r_w}\right) \quad (\Omega) \quad (12.4-62)$$

如果负载阻抗 Z_L 远小于特征阻抗 Z_C , 应采用 T 型或 Γ 型等效模型。否则, 反 Γ 型、 π 型等效电路更适合。

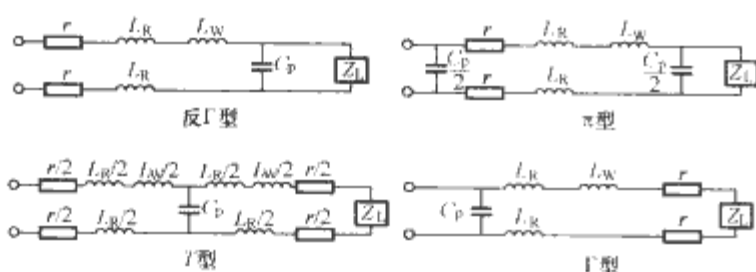


图 12.4-34 平行导线的集总参数等效模型

2.4 印制电路板高频寄生参数的提取

减少电子设备的 EMI 水平, 印制电路板 (PCB) 的设计是关键。一个好的布线方案可以在不增加、不修改任何元器件的情况下降低干扰水平。但目前的 PCB 设计在大多数情况下还只能是一种依靠经验的感性创作过程, 尝试性的设计方法不得不被广泛采用。结果不仅导致设计成本提高和开发周期延长, 而且难以优化产品的 EMC 性能。主要原因是由于缺乏足够的印制线路板电磁干扰耦合模型可供参考。

提取印制线路板寄生参数并建立其高频等效电路有两种基本方法, 即解析法和数值法。解析法是依据传输线理论, 通过计算典型几何形状的微带线或微带波导的特征阻抗, 得到集总参数等效电路的方法。很显然, 这种方法只能对一些布线较规则的设计进行近似估算, 因而应用受限且计算误差较大。要提取任意形状的印刷导线间的分布参数, 还必须使用数值算法直接求解麦克斯威方程组, 如有限元法 (FEM)、有限差分法 (FDM)、矩量法 (MoM) 等。这些数值法的基本思想都是通过离散化的方法把连续的偏微分方程转化为代数方程进行求解。

2.4.1 解析法

印刷导线有两种基本的类型, 即微带线 (Microstrip) 和微带波导 (Stripline)。微带线是印制电路板的最外层线条, 如图 12.4-35 所示。它的特点是可获得高速传输 (电容小), 但工作时向空间辐射较多能量。微带波导是印制电路板上两实心层 (地层或电源层) 之间的线条, 中间为绝缘物质隔开, 如图 12.4-36 所示。该电路的特点是噪声防护性能很好, 但电容大, 使快速信号的边沿速率下降。下面分别给出两种类型线条的封闭解析式。

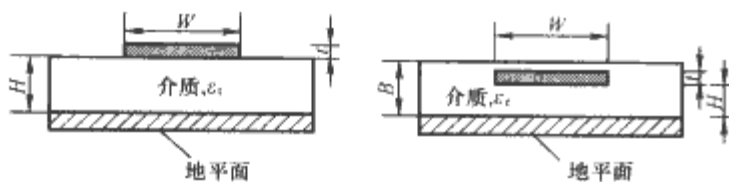


图 12.4-35 微带线条结构

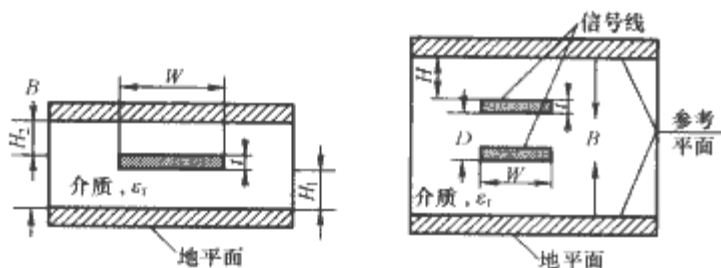


图 12.4-36 微带波导结构

对于图 12.4-35 的一根微带线条的传输线特征阻抗可用下面的公式计算:

表面贴式

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.414}} \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + t} \right) \quad (12.4-63)$$

埋入式

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.414}} \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + t} \right) \quad (12.4-64)$$

其中

$$\epsilon'_r = \epsilon_r \left[1 - \exp \left(-\frac{1.55B}{H} \right) \right] \quad (12.4-65)$$

式中: W 为线条宽度; t 为线条厚度; H 为线条到参考平面的距离; B 为介质厚度。

对于图 12.4-36 结构的微带波导, 它的传输线特征阻抗为

单线条情形

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{4H}{0.67\pi W \left(0.8 + \frac{t}{W} \right)} \right] \quad (12.4-66)$$

双线条情形

$$Z_0 = \frac{80 \left[1 - \frac{H}{4(H+D+t)} \right]}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{1.9(2H+t)}{0.67\pi W \left(0.8 + \frac{t}{W} \right)} \right] \quad (12.4-67)$$

2.4.2 数值法

用数值法提取印制电路板分布参数建立高频等效电路, 关键是求解单位长度 PUL (Per Unit Length) 的电感、电容矩阵, 如果考虑线路损耗还必须求解 PUL 电阻、电导矩阵。一旦获得 PUL 电感、电容、电阻、电导矩阵, 就可以利用多导体传输线理论 MTL (Multi-conductor Transmission Line) 或部分元件等效电路理论 PEEC (Partial Element Equivalent Circuit), 建立印制线路板的高频模型。因此, 如何利用有限元技术求解 PUL 参数矩阵成了问题的关键。

对 $n+1$ 导体系统 (地平面被称为电位为零的导体), PUL 电容矩阵定义为

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n1} & c_{n2} & \cdots & c_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} \quad (12.4-68)$$

式中: U_i 和 Q_i 为导体 i 的对地电位和单位长度上的电荷; C_{ii} 为导体 i 的自电容, 即对地电容; C_{ij} 为导体 i 与导体 j 间的互电容。

相应的, PUL 电感矩阵定义为

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \vdots \\ \Phi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \cdots & L_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (12.4-69)$$

式中: Φ_i 为电流通过导体 $1 \sim n$ 在导体 i 上感应的总磁链, $\Phi_i = \Phi_{i1} + \Phi_{i2} + \cdots + \Phi_{in}$; L_{ii} 为导体 i 的自电感; L_{ij} 为导体 i 与导体 j 间的互电感。

求解 PUL 电容、电感矩阵就是利用数值计算方法求解不同边界条件下的电场和磁场。对 $n+1$ 导体系统, 边界条件变化 n 次, 逐次让导体 j 的电位为 U_j 和电流为 I_j ($j=1, 2, 3, \dots, n$), 其余导体电位和电流为零的条件下, 计算出感应电荷 Q_i 和磁链 Φ_i , 可以得到相应的电容 C_{ij} 和电感 L_{ij} 参数。最终计算出电容、电感矩阵。

随着数值算法的不断标准化, 目前已推出了不少专门用于印制线路板电磁场分析的商业软件包, 如 MAXWELL Q3D、LC、StatMod 和 InCa 等。其中 MAXWELL Q3D 和 LC 主要是面向高速数字线路的设计而开发的。StatMod 是

德国 SimLab Software GmbH 公司推出的基于有限元方法的印制电路板电磁场分析软件包。该软件能够提取多层印制电路板的电阻、电导、电容、电感分布参数矩阵，可以生成与 PSpice 兼容格式的子电路进行电路仿真。比较而言，该软件更适合做开关电源印制电路板电磁分析和参数提取工作。

3 干扰敏感设备的数学模型建立

在实际电磁兼容预测工作中，最为常见的敏感设备有两类：一类是以模拟数字电路组成的电子设备；另一类是以干扰测量为主要功能的测量设备，如接收机、线路阻抗稳定网络和电流探头等。电力电子设备本身既是干扰发射源，也是电磁干扰敏感体。从实际情况出发，这里主要讨论传导干扰发射测量设备的模型。

传导干扰发射测试的目的是测量被测设备（受试体）通过线路向外发射的干扰，包括输入电源线、互连线、控制线等产生的连续波干扰电压、连续波干扰电流或尖峰干扰信号等。根据频段和被测信号的不同，可有多种测试方法。

(1) 电流法。电流法主要测量受试体沿电源线向供电电网发射的干扰电流。测量传感器使用电流探头，测量在屏蔽室内进行，测量频率在 25Hz~10kHz 范围内。电流法传导发射测试系统主要由线路阻抗稳定网络、电流探头、受试体和测量接收机组成，如图 12.4-37 所示。线路阻抗稳定网络用于隔离电网和受试体，而且提供一个稳定的 50Ω 阻抗，为测量提供一个统一的负载标准。电流探头用于测量受试体电源线上的电流，一般呈环状。电流探头输出端与接收机相连，通过电流探头转换系数，将接收到的电压转换为电流，从而得到不同频率上干扰电流的幅值。

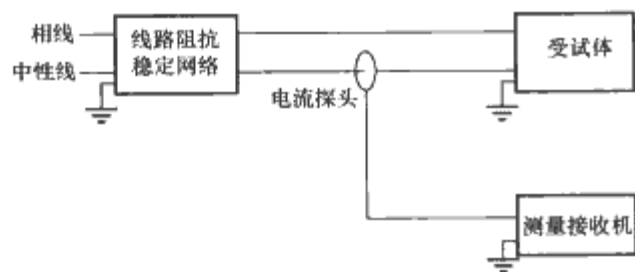


图 12.4-37 传导干扰发射测试—电流法

(2) 电压法。电压法主要测量受试设备沿电源线向供电电网发射的干扰电压。测量在屏蔽室内进行，测量频率在 10kHz~30MHz 内。利用电压法测量传导发射时，一般使用线路阻抗稳定网络、衰减器和测量接收机，如图 12.4-38 所示。线路阻抗稳定网络的作用是隔离电网和受试体，使测得的干扰电压仅仅由受试体产生，而排除电网的影响，并为测量提供一个稳定的阻抗（通常为 50Ω）。线路阻抗稳定网络的测量端通过电容耦合方式，引出电源线上受试体产生的干扰电压幅度。

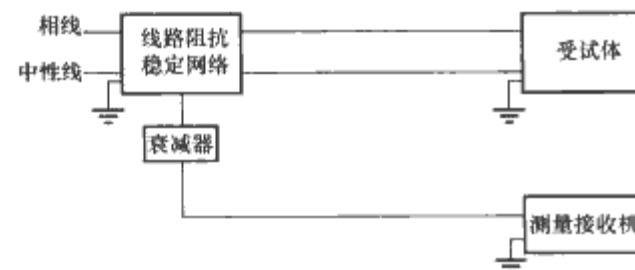


图 12.4-38 传导干扰发射测试—电压法

(3) 功率法。功率法主要包括功率吸收钳法和定向耦合器法两种。功率吸收钳法主要测量被测设备通过电源线辐射的干扰功率，测量传感器使用功率吸收钳，测量频率在 30~

1000MHz 内。一般而言，带有电源线的设备的干扰能力可以用其产生辐射天线效应的电源线所提供的能量大小来衡量。此能量大小近似可用功率吸收钳环绕引线放置时吸收到的最大功率表示。定向耦合器法用于测量发射机或接收机天线端子的传导发射。测量时，通过定向耦合器把大功率发射机天线输出接到模拟负载，通过定向耦合器的耦合端测量天线端口的传导发射，适用频段是 10kHz~40GHz。

3.1 线路阻抗稳定网络的等效模型

线路阻抗稳定网络（LISN）又称人工电源网络，是重要的电磁兼容测试设备，主要用于测量被测设备沿电源线向电网发射的连续干扰电压。线路阻抗稳定网络的电路原理如图 12.4-39（a）所示，其功能有以下四项：

- (1) 为 50Hz 市电提供通路。由于靠电网这一侧的电感非常小（50μH），不足以在市电频率（50/60Hz）下形成大的阻抗，因此市电可畅行无阻地为被测设备提供电能。同时电网侧的电容（1μF）还能进一步衰减来自电网的干扰信号。
- (2) 隔离被测设备工作中产生的射频电磁干扰（测量频率为 0.15~30MHz）。利用 50μH 电感在射频下的高阻抗，可阻止由开关电源产生的射频干扰信号进入电网。
- (3) 通过靠近被测设备一侧的电容（0.1μF）耦合，由被测设备产生的射频干扰信号至测量接收机。
- (4) 稳定阻抗。由于各个电网的阻抗不同，使得被测设备干扰电压的值也各不相同。为此，标准规定了一个统一的阻抗（50Ω），以便测试结果的相互比较。

因此 LISN 被设计成其电容在测试频段内等效为短路，而电感等效为开路，如表 12.4-7 所示给出典型频率时的阻抗。50Ω 电阻是测量接收机（频谱分析仪）的输入阻抗，保证相线与地线间、中线和地线间的阻抗为标准的 50Ω。50Ω 电阻去掉时，1kΩ 电阻用于为 0.1μF 电容提供放电通路。当 50Ω 电阻接入时，与之并联的 1kΩ 电阻近似断开。

表 12.4-7 LISN 主要元器件的阻抗值

元件	$Z_{50\text{Hz}}$	$Z_{450\text{kHz}}$	$Z_{30\text{MHz}}$
50μH	0.019Ω	141.3Ω	9425Ω
0.1μF	26.53kΩ	3.54Ω	0.053Ω
1μF	2.65kΩ	0.354Ω	0.0053Ω

图 12.4-39（b）给出了 LISN 的高频等效电路。在传导干扰测试频段范围内，LISN 被等效为两个 50Ω 电阻，其两端的电压降不应超过标准规定的干扰限值。

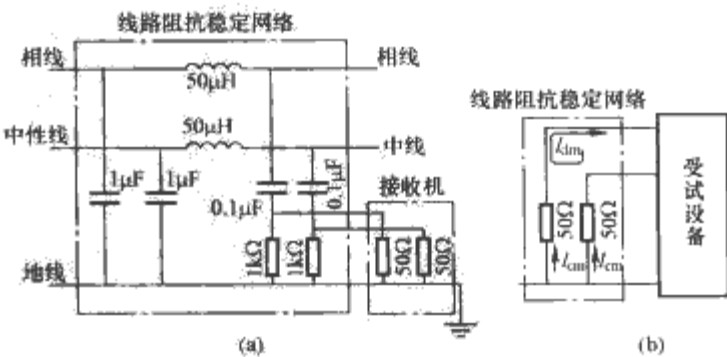


图 12.4-39 线路阻抗稳定网络及其高频等效电路
(a) 电路原理图；(b) 高频等效电路图

3.2 电流探头的等效模型

电流探头是电磁兼容性试验中一种将流过导线的电流成比例地转换为电压的耦合装置，用于测量一定频率的干扰电

流。军标 MIL-STD-461 的低频传导发射或敏感度测试主要是用电流探头作换能器，将干扰电流转换成干扰电压，再由接收机测量。

实际上，电流探头是一个带有环形磁心的宽带电流互感器，其结构形式如图 12.4-40 (a)。它的核心部分是一个分成两半环的高磁导率磁心。在磁心上绕有 n 匝线圈，当电流探头卡到被测导线上之后，被测导线与环上 n 匝二次绕组就构成了一个互感器，其等效电路如图 12.4-40 (b)。如果把探头看成一个两端网络，其传输阻抗就反映被测电流与输出电压之间的数量关系为

$$|I|_{\text{dB}\mu\text{A}} = |U_o|_{\text{dB}\mu\text{V}} - |Z_i|_{\text{dB}\Omega} \quad (12.4-70)$$

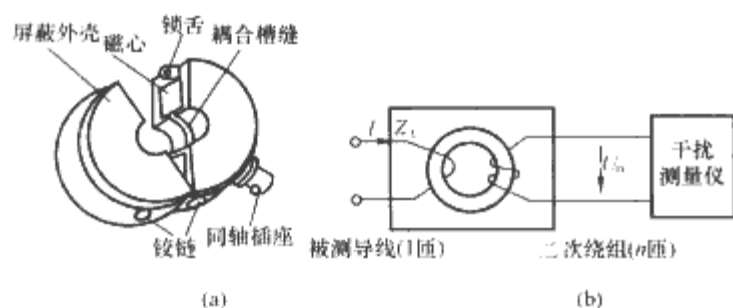


图 12.4-40 电流探头的结构和测试图
(a) 电流探头结构；(b) 电流探头测试等效电路图

因此在测试干扰电流时，最关键的是要知道探头的传输阻抗 Z_i ，以便将干扰测量仪上测得的干扰电压换算为干扰电流。参数 Z_i 对频率并不恒定，需要参考探头厂商提供的校准曲线。图 12.4-41 给出了一条典型传输阻抗曲线。

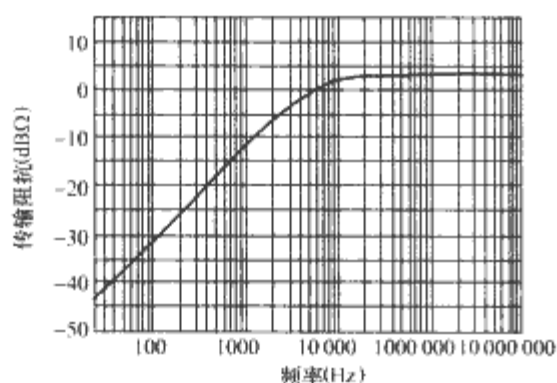


图 12.4-41 典型电流探头的传输阻抗曲线

4 电力电子系统电磁干扰的建模及仿真

4.1 电力电子系统干扰建模方法

从场的观点来看，任何电磁干扰模型的建立都脱离不了麦克斯韦电磁方程组的求解。但完整地求解麦克斯韦方程组却是极其困难的，即使借助今天强大的计算机技术也是如此。因此对一个复杂系统的建模工作需要分层次、按步骤地进行分解，由大到小、由简入繁地进行分析与计算。这里层次是指系统级、设备级、电路级和元件级四层，步骤是指干扰源、耦合通道和敏感体一对一的逐个分析、计算。

根据研究问题的不同，将电磁兼容预测的目的分散到各个层次上，利用不同的软、硬件技术建立相应层次的仿真模型。对于电路级或元件级的干扰预测问题，往往希望了解开关瞬态的变化细节，因此必须建立包括器件物理模型在内的精确且详细的仿真模型；对于系统级或设备级的干扰研究，往往是侧重于系统级的故障诊断和电磁兼容问题，此时开关器件可以简化，代之以理想开关甚至开关函数，但所建系统

模型必须能够正确反映所研究对象的主要问题。因此，建立电磁干扰仿真模型绝对不是简单地把所有元器件的高频模型堆砌起来。建模的开始必须有明确的目标和期望的结果，做到有的放矢。盲目地把所有元器件的寄生参数都放入干扰仿真模型，得到的干扰模型不仅结构复杂、计算耗时，而且不利于深入地分析、了解干扰产生和传播的机理。其本质上只是把“切和试” (Cut&Try) 的尝试性设计方法从实验室移到了计算机平台上，仍属于被动的设计思想。往往只会取到事倍功半的效果，对实际的工程设计帮助有限。

正确的方法是，在系统的功能设计方案初步形成之后，根据系统的工作原理将整个系统分成几个独立的问题分别处理。明确要了解的问题，分析可能存在的干扰源和耦合通道。根据求解问题、研究对象的特点，假设某些理想条件，抓住主要问题建立相应的高频模型进行电磁耦合仿真计算，预估系统的电磁兼容裕度。随着系统研制工作的不断深入，原型样机的产生，逐渐用试验数据代替理论数据来重新对系统进行反复地分析计算，不断地更新模型，提高预测精度并发现不兼容的薄弱环节，在此基础上为方案修改和防护设计提供依据。因此电磁干扰的建模和预测工作是随着系统设计工作的开展而开始的，又贯穿于系统研制的整个过程中。这样做有助于建立真实、合理的仿真模型，有利于分析数据、发现问题，采取有效的干扰抑制和防范措施，起到事半功倍的效果。

下面以三相交流电机调速系统为例，介绍电力电子系统的电磁干扰建模方法。

4.2 三相变频调速系统应用中的共模干扰问题

交流电动机变频调速从 20 世纪 70 年代开始使用，到目前已有 30 多年的历史。其中：变频器的功率器件经历了从 SCR、GTO 到 IGBT 的发展历程；控制方式也从最初的 V/f 控制，发展到矢量控制和直接转矩控制。控制系统从模拟系统发展到全数字控制系统。变频调速器的设计要着重考虑整体系统的高效、环保要求。从节能概念上看，应考虑变频器的电能转换效率及再生能量回馈；从适应环保的要求来看，低电磁干扰和谐波污染已成为现代变频器设计时必须考虑的问题。

PWM 控制技术是变频调速的控制核心，任何控制算法的最终实现都是以各种 PWM 控制方式来完成的。在交—直—交变频调速系统中，如果整流器和逆变器均采用可关断功率器件和 PWM 控制技术，称为双 PWM 变频调速。该变频调速系统可以实现四象限运行，功率双向流动，从而完成再生能量向电网回馈运行，以达到电能高效循环利用的目的。同时双 PWM 变频调速系统具有输入电压、电流频率固定，波形均为正弦，功率因数接近 1；输出电压、电流频率可变，电流波形也为正弦的特点。

图 12.4-42 为典型的双 PWM 变频调速系统的拓扑结构，其由供电变压器、输入滤波器、PWM 整流器、滤波电容、PWM 逆变器、输出滤波器、传输电缆和电机共八部分组成。主开关器件采用绝缘栅极双极性晶体管 (IGBT)。其工作原理如下：

(1) 能量由三相交流电网流向电动机负载。当电动机处

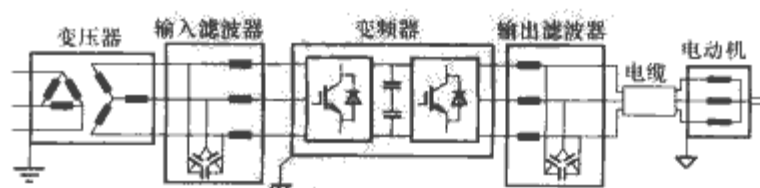


图 12.4-42 典型的双 PWM 变频调速系统

于拖动运行状态时,能量由交流电网经变频调速装置中的PWM整流器向滤波电容器充电。同时逆变器的6个IGBT管在PWM控制下,以调频调压(VVVF)方式工作,使变频器输出电压与工作频率成正比。这不仅使交流电动机得到恒力矩特性,而且输入到电动机的电流为正弦波,减少了高次谐波电流的损耗。同时由于PWM整流器受PFC闭环控制,电网的电流可为电网电压同相位的正弦波电流,使系统的功率因数约等于1,提高了系统功率因数,消除了网侧谐波污染。

(2) 电动机再生能量馈入三相交流电网。在变频调速过程中,当电动机处于减速运行时,由于负载惯性作用进入发电状态,此时交流电动机的再生能量经逆变器中开关元件和续流二极管向中间直流环节的储能电容充电,使电容器两端电压升高。同时整流逆变器的开关元件在PWM控制下,将能量馈入交流电网,完成能量的双向流动。

PWM逆变器的应用大大提高了交流电动机的性能,但也对电动机的运行产生了不良影响,包括电动机轴承损坏、局部绕组绝缘击穿和电磁干扰问题。这些都与PWM变频器产生的共模电压、电流有关。整流电路存在共模电压,逆变电路同样存在。当电动机中性点接地时,它就是逆变器输出点与地之间的零序电压值;当电动机中性点不接地时,共模电压值还必须在此基础上,再加上中性点与地之间的电压值。长期以来,人们对共模电压一直没有给予足够的重视,特别是在低压变频调速系统中,由于它的幅值并不是太大,所造成的危害也不明显,常常忽略。事实上,它不但对电动机的安全运行带来负面影响,严重时甚至会损坏电动机。在高压、大功率变频调速系统中,设计时必须考虑共模电压问题,否则系统运行时会影响到交流电动机的使用寿命和控制系统的运行可靠性,严重情况下系统将无法可靠运行,甚至完全不能工作。

1) 电动机轴承损坏问题。首先从轴承的损坏说起。对电动机可靠性的研究表明,由于轴承的损坏而导致的电动机损坏占损坏总数的40%。轴承的损坏会使电动机在运行时产生不正常的噪声,严重时使得电动机无法正常工作。导致轴承损坏主要有三种原因:力学上的损坏,即由于机械的振动;热学上的损坏,即由于过载增加了轴承温度,从而降低了其机械寿命;最主要的原因是电学上的损坏,即由于电流的放电加工(EDM)使得轴承上产生凹坑,从而降低了使用寿命。放电加工的机理是:电动机在高速运行中,轴承滚珠悬浮在润滑剂中,使润滑剂的作用类似于一个电容器 C 。在高频PWM波的作用下,PWM输出的共模电压,通过电动机定子与转子间的间隙的静电电容耦合,在转子轴上建立起一个与PWM波相同频率的电压,即轴电压,该电压是轴对地而言的。由于转轴与轴承内圈连接,轴承外圈与电动机机壳接触,当轴电压超过润滑剂的阈值电压(即绝缘强度)时,就会有电流流过轴承,称为“轴电流”。这个电流使轴承局部温度迅速升高,产生熔化性凹点,导致轴承滚道上出现凹槽。一方面增加了轴承机械磨损的机会,同时还因增加了润滑剂中有害杂质数量而产生了噪声,降低了轴承的机械寿命,使轴承在几个月内就损坏了。轴承制造商反映几乎在所有损坏的轴承中有25%是因为“轴电压”和“轴承电流”造成,而且这一比例正随着IGBT等高性能器件的广泛使用而以惊人的速度增加。

2) 电动机绕组局部绝缘击穿问题。在许多工业应用中,PWM变频器和电动机一般是分开置放的,中间需要很长的连接电缆。由于连接电缆和电动机特性阻抗的不匹配,

PWM脉冲在逆变器、电缆和电动机组成的系统中传输,会在电缆两端发生波的反射和折射,从而在电动机端子产生尖峰过电压,对交流电动机的绝缘寿命产生很大的影响。这是PWM逆变器的应用给电动机绝缘带来的问题。相关的绝缘破坏可归纳为两个方面:①长电缆的波传输过程引起的尖峰过电压;②陡上升沿脉冲电压在电动机绕组上的极不均匀的分布造成绕组局部绝缘击穿。

根据传输线理论,电磁波沿长电缆传播时,其反射(或折射)的程度取决于变频器、电缆和电动机的波阻抗。由于电动机的输入阻抗远大于电缆的波阻抗,因此在电缆末端(即电动机接线端子)会产生1.5~2倍的尖峰过电压,并发生高频振荡。当PWM变频器的输出电压的脉宽很小或过调制时,会发生极性反转和双脉冲效应。这时电动机端子上尖峰过电压的幅值有可能超过2倍,甚至接近或达到3倍。这2~3倍的尖峰过电压,如果均匀分配在电动机定子绕组各匝上,尚不足以对匝间绝缘造成损害。但是由于尖峰过电压脉冲的上升沿时间极短,以致在电动机定子绕组上造成的电压分布极不均匀,定子绕组首端几匝可能承担了约80%过电压幅值,相应的匝间电压会超过常规匝间电压值的20倍以上。这就是变频电动机通常发生绕组局部绝缘击穿,特别是绕组首匝附近的匝间绝缘击穿的原因。

3) 电磁干扰问题。变频调速系统普遍采用了IGBT功率器件和PWM控制技术。高速开关器件所带来的好处在于提高了变频器电能转换效率的同时减小了整机体积。但是另一方面,高频开关动作会产生很强的电磁干扰,对电网中其他设备的可靠运行产生了危害。

变频调速器输出的共模电压具有很高的电压变化率 du/dt ,其典型值可达6000V/ μs ,形成一种强烈的电磁干扰信号。共模干扰信号通过机箱、连接电缆、电动机绕组和电动机机座之间的电容耦合到电网中,对系统内其他的电子、电气设备形成干扰;高频共模电流在接地回路中流过,可能造成电流保护继电器的跳闸;高频共模电压还会在电动机铁心叠片中激励涡流损耗,使电动机绕组由于集肤效应消耗更多的能量,从而加剧电动机发热,影响电动机的运行性能。

上述的电动机轴承损坏、局部绕组绝缘击穿和电磁干扰问题都与变频器产生的共模干扰有关,对调速系统的长期、稳定运行有很大的影响。因此有必要建立三相交流电动机调速系统的共模干扰模型,包括传输电缆和电动机的高频模型,研究其产生、传播和危害的机理。

4.3 三相变频调速系统的共模干扰模型

在常规的PWM控制方式下,变频器输出的三相电压尽管相位互差120°,但三相之和并不为零,即存在很高的零序电压,又称共模电压,由此而产生的电流就是共模电流。从电路的设计上,它虽然没有直接的闭合回路,但由于设备结构掩蔽工艺,以及紧凑的集成化设计,使现代的变频调速器已经做得非常小型化了。小型化设计虽然有体积小、重量轻等特点,但由于元器件和导线排列过分集中和紧凑,使它们之间很容易产生电磁耦合效应,也就使分布电容的作用显得很突出,在共模电压的作用下,通过这些分布电容即可产生共模电流。

图12.4-43绘出了共模电流的几种耦合通道。首先,电动机的中性点 n 与地之间存在杂散耦合电容 C_{ng} ,其次是电动机连接电缆与地之间的分布电容 C_{lg} 。为安全运行起见,变频器的外壳直接与设备安全地2号连接,共模电流通过功率模块与散热器之间的杂散电容和直流母线排与变频器外壳

之间的杂散电容流入安全地。变频器输出电压 du/dt 产生的共模电流，部分通过电缆对导槽的杂散电容 C_{lg} 流经电位 2 号进入安全地，其余共模电流通过电动机内部的杂散电容 C_{mg} 流经电位 3 号进入设备地。所有共模电流流经电位 1 号系统地（参考电位），最后在供电变压器二次侧接地中点 N 返回到变频器内部。

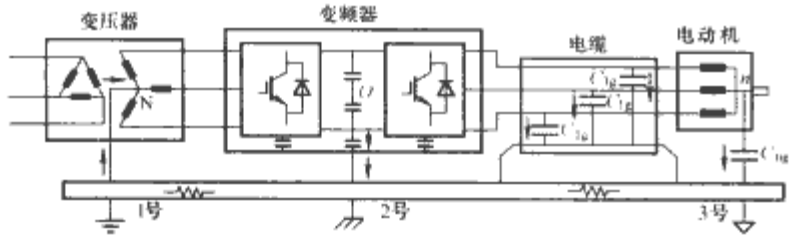


图 12.4-43 变频调速系统共模电流示意图

为了研究交流变频器对电动机运行的负面影响，下面将从双 PWM 变频调速的实现原理出发，详细分析共模电压、电流产生的机理并建立其共模干扰仿真模型。

4.3.1 PWM 整流器共模电压

共模干扰电流主要是由于电路中各点对地电位变化产生的位移电流形成的。如图 12.4-44 (a) 所示 PWM 整流电路中，IGBT 的高速开关动作将导致桥臂中点电位 A、B、C 以及直流母线电位 O 相对地变化，产生的位移电流可以集总表示为电路与地之间寄生电容的充放电效应，包括 IGBT 功率模块与散热片之间的寄生电容 C_1 和直流母线排与机壳之间的寄生电容 C_3 。散热片通过机壳与安全地直接相连。PWM 整流器的共模等效电路如图 12.4-44 (b) 所示，图中 L_d 是输入滤波电感（包含变压器漏感）， r_{gl} 表示机壳（安全地 2 号）到系统地（参考电位 1 号）的接地电阻。桥臂中点 ABC 对中点 O 的电压 U_{Rec} 完全由 PWM 开关状态决定。

$$U_{Rec} = \frac{U_{AO} + U_{BO} + U_{CO}}{3} \quad (12.4-71)$$

式中： U_{AO} 、 U_{BO} 、 U_{CO} 分别表示桥臂中点 A、B、C 三点对中性点 O 的电压，其完全受控于从 (000) 到 (111) 的八种 PWM 开关状态。

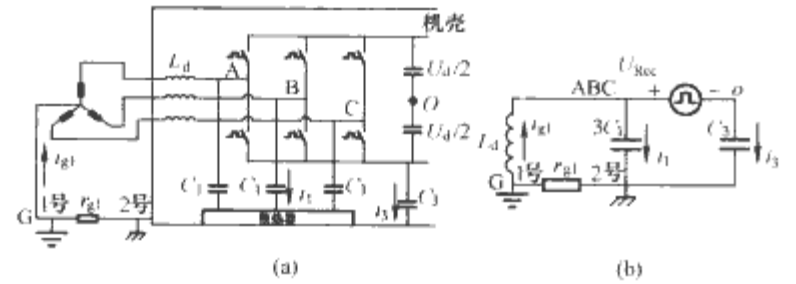


图 12.4-44 PWM 整流器共模电流示意图及等效电路

(a) PWM 整流器共模干扰电流示意图；

(b) PWM 整流器共模等效电路

产生的电压 U_{Rec} 的取值有 4 种情况，即 $\pm U_d/2$ 和 $\pm U_d/6$ ，其中 U_d 是直流母线电压，如图 12.4-45 所示。

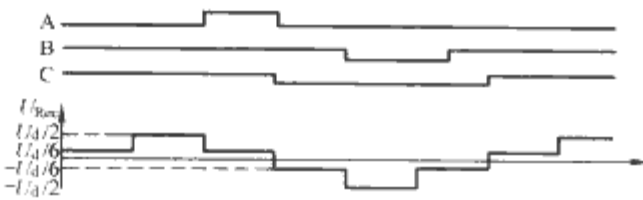


图 12.4-45 PWM 整流模块 ABC 对中性点 O 的电压 U_{Rec} 与开关状态关系

相应的共模电压，包括整流模块 ABC 对地电压 U_{RecG} 和直流母线排对地电压 U_{CG} ，分别为

$$U_{RecG} = -L_d \frac{di_{gl}}{dt} \quad (12.4-72)$$

$$U_{CG} = -U_{Rec} - L_d \frac{di_{gl}}{dt} \quad (12.4-73)$$

式中： i_{gl} 为所有返回供电变压器二次侧的共模电流，如图 12.4-44 所示。

表 12.4-8 给出一台 100kVA 调速器的共模仿真模型参数。图 12.4-46 是其共模电压 U_{RecG} 和 U_{CG} 的仿真波形。可以看出，IGBT 整流模块对地共模电压 U_{RecG} 基本恒定或者波动很小，而直流母线排对地共模电压 U_{CG} 的波动却很大。因此，从减小共模干扰电流的角度出发，减小直流母线排对机壳的杂散电容 C_3 比减小功率模块对散热器的杂散电容 C_1 更有效。

表 12.4-8 举例：变频调速系统整流器仿真参数

电路模型	参 数	电路模型参数	参 数
开关频率 f (kHz)	5	寄生电容 C_1 (nF)	1
直流母线电压 U_d (V)	900	寄生电容 C_3 (nF)	2.1
滤波电感 L_d (μ H)	120	接地电阻 r_{gl} (m Ω)	500

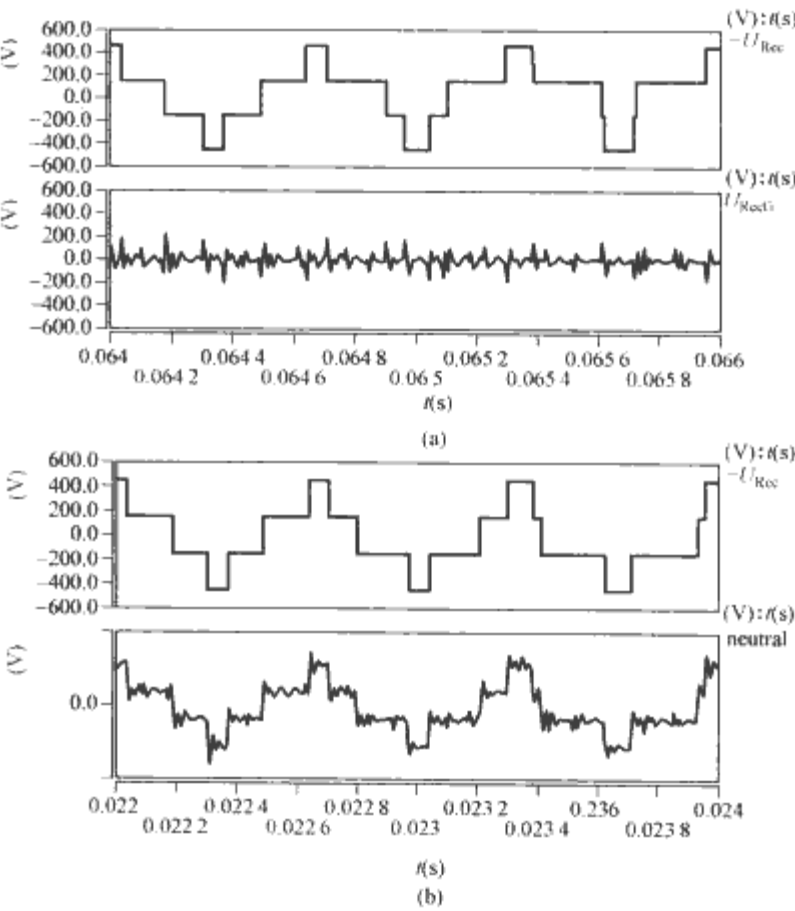


图 12.4-46 PWM 整流器共模电压

U_{RecG} 和 U_{CG} 仿真波形

(a) 仿真结果 U_{Rec} 和 U_{RecG} (b) 仿真结果 U_{Rec} 和 U_{CG}

4.3.2 PWM 逆变器输出共模电压

双 PWM 变频器主电路接成如图 12.4-47 (a) 所示的对称性结构。整流模块与散热片之间的寄生电容表示为 C_1 ，逆变模块与散热片之间的寄生电容表示为 C_2 ， C_3 是直流母线排与机壳之间的寄生电容。双 PWM 逆变器的共模等效电路如图 12.4-47 (b) 所示，图中 L_o 是输出滤波电感。整流器桥臂中点 ABC 对中性点 O 的电压 U_{Rec} 和逆变器桥臂中点 abc 对中性点 O 的电压 U_{Inv} 分别由各自的 PWM 开关信号决定。

$$U_{Rec} = \frac{U_{AO} + U_{BO} + U_{CO}}{3} \quad (12.4-74)$$

$$U_{Inv} = \frac{U_{aO} + U_{bO} + U_{cO}}{3} \quad (12.4-75)$$

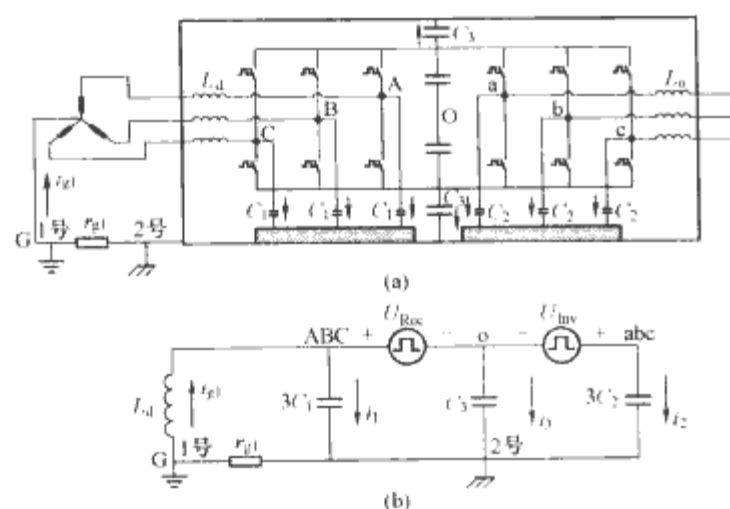


图 12.4-47 双 PWM 变频器共模
电流示意图及共模等效电路

(a) 双 PWM 变频器共模电流示意图;
(b) 双 PWM 变频器共模等效电路

U_{Rec} 和 U_{Inv} 都是四电平的阶梯状电压波形, 每次开关瞬间的电压阶跃幅度为 $U_d/3$, 如图 12.4-48 所示。逆变器的输出共模电压, 即逆变器功率模块 abc 对地电压 U_{InvG} 为

$$U_{InvG} = U_{Inv} - U_{Rec} - L \frac{di_{gl}}{dt} = U_2 - L_d \frac{di_{gl}}{dt} \quad (12.4-76)$$

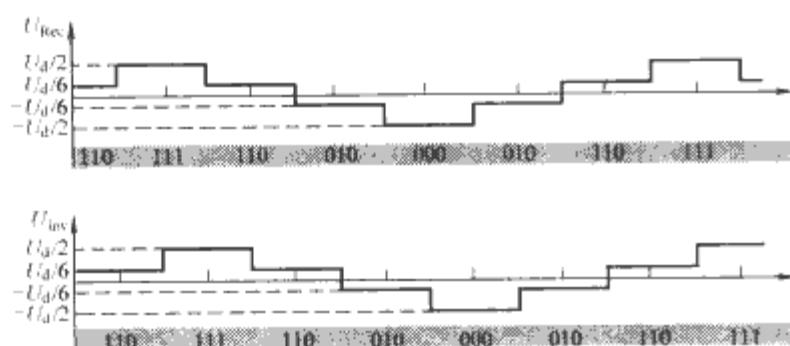


图 12.4-48 整流模块 ABC 对 midpoint O 的电压
 U_{Rec} 和逆变模块 abc 对 midpoint O 的电压 U_{Inv}

可见双 PWM 变频器的输出共模电压 U_{InvG} 很大程度上是由整流器和逆变器的开关状态共同决定的, $U_2 = U_{Inv} - U_{Rec}$ 。它可能是四电平、五电平, 甚至七电平的阶梯状电压波形, 这取决于整流器和逆变器 PWM 信号间的相位差。理论上, 可以通过同步二者的 PWM 控制信号时序的方法达到降低输出共模电压的目的。

图 12.4-49 给出了二者相位差 72° 和 180° 时的逆变器输出共模电压的仿真波形。可见, 双 PWM 变频器的输出共模电压受整流器和逆变器 PWM 信号相位差的影响, 其幅值可高达甚至超过直流母线电压 U_d (为 900V) 的幅值, 同时也取决于滤波电感 L_d 的大小和共模电流 i_{gl} 的变化率。本案例中, 当整流器和逆变器 PWM 信号相位差 180° 时, 输出共模电压的峰值高达 $\pm 1000V$ 。如此高的共模电压对电动机的正常运行会造成很大影响。

4.3.3 传输电缆的高频模型

如前所示, PWM 逆变器与电动机常在不同的安装位置, 需要较长的电缆线把 PWM 逆变器输出的脉冲信号传输到电动机接线端。PWM 逆变器的输出脉冲经过长线电缆传至电动机, 由于长线电缆的分布特性, 即存在分布电感和电容, 会产生电压反射现象, 在电动机端产生过电压、高频阻尼振荡, 进一步加剧电动机绕组的绝缘压力。因此有必要建立传输电缆的共模参数模型来研究电动机端子所承受的电压。

从变频器的出口到电动机的接线端之间一般都是通过同

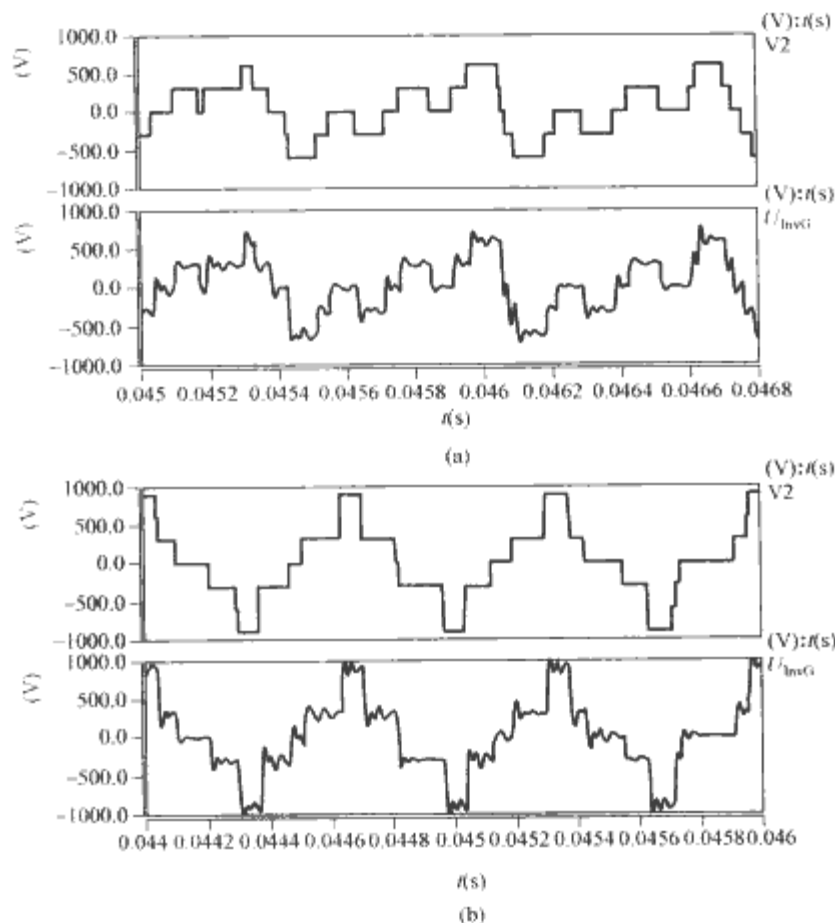


图 12.4-49 双 PWM 变频器输出共模电压 U_{InvG} 的仿真波形
(a) 整流器与逆变器相位差 72° ; (b) 整流器与逆变器相位差 180°

轴电缆连接的, 其长短视现场情况而定。常用的同轴电缆有 3 芯和 4 芯电缆。由图 12.4-50 的剖面图可见, 当电缆线有金属屏蔽网时, 各电缆之间不仅存在线间分布电容 C_{ll} , 同时还存在各导线与屏蔽网之间的分布电容 C_{lg} ; 当采用 4 芯电缆时, 其中有 1 根线为地线, 它与屏蔽网一般都同时接到变频器的外壳上, 此时, 等效 C_{lg} 值要大一些。建立电缆共模模型时, 主要考虑相线 U、V、W 线与地线 G 之间的分布电容 C_{lg} 。由于屏蔽电力电缆中的屏蔽层对高频信号的阻抗非常小, 并且其 PVC 外壳对地的绝缘特性, 因此几乎所有的共模电流都被有效地控制在屏蔽电力电缆中流过。这样可以有效地抑制电动机电缆的对外辐射电磁干扰。

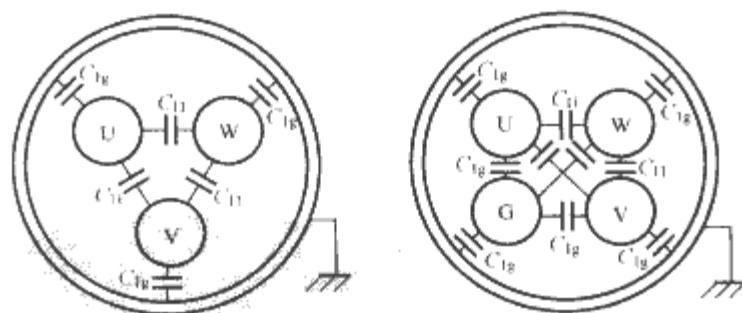


图 12.4-50 同轴电缆剖面结构

这种 3 芯和 4 芯同轴电缆可以用二线均匀传输线模型来模拟其高频共模信号传输特性。根据传输线理论建立电缆的分布参数模型, 通过提取单位长度电缆的电感、电容、电阻、电导参数, 把长电缆分成 n 段, 每段长度都满足电小要求而用集总参数电路代替, 如图 12.4-51 所示。传输线的负载阻抗, 即电动机的端部等效输入阻抗, 可用图 12.4-53 或图 12.4-54 的共模等效模型。单位长度的传输线参数可以用软件的方法提取。

结合图 12.4-53 提供的电动机共模模型, 可以计算出不同电缆长度下变频牵引电动机端部过电压峰值, 结果如图 12.4-52 (a)、(b) 所示。其中纵轴表示为电动机端电压峰

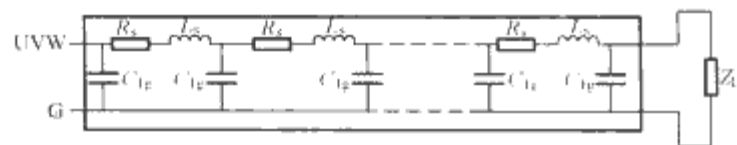


图 12.4-51 传输电缆高频等效共模模型

值与变频器直流侧电压之比。图 12.4-52 (a) 显示了过电压峰值与电缆长度的关系。不同上升沿时间的三条曲线都具有一个转折点，转折点之前过电压峰值随电缆的增长呈线性增大，转折点之后过电压峰值随电缆长度的增加略微降低。图 12.4-52 (b) 显示不同上升时间对电动机端子产生过电压峰值的影响。显然，三条不同长度电缆产生的峰值电压随脉冲波上升时间也都存在一个转折点，转折点之前电动机端过电压峰值基本保持不变，转折点之后电动机端子过电压峰值呈线性规律迅速变小。因此，脉冲上升沿时间和电缆长度都对电动机端过电压具有决定性的影响，PWM 上升时间越短，电缆长度越长，反射越明显。

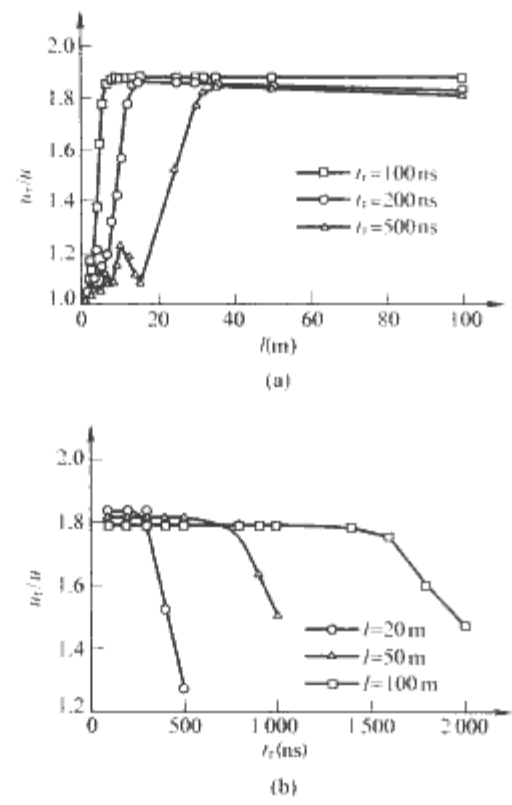


图 12.4-52 不同电缆长度和脉冲上升时间对电动机端电压的影响
(a) 电动机端子过电压与电缆长度的关系；
(b) 电动机端子过电压与脉冲上升时间的关系

4.3.4 交流电动机共模模型

大量的研究表明，逆变器产生的共模电压是电动机端子的过电压问题和轴承电流问题的直接根源。共模电流流过电动机绕组时将引起电动机绕组电压畸变，产生电压过冲，影响电动机绕组的绝缘并有可能使电动机绕组的绝缘损坏。电动机绕组上的共模电压与转子耦合引起轴电压，导致可能的轴承电流。在考虑端子的过电压问题时可以使用图 12.4-53 的共模等效电路；在考虑电动机的轴电压和轴承电流时，可以使用图 12.4-54 的共模等效电路。下面分开予以讨论。

(1) 检讨电动机端子的过电压问题的共模等效模型。电动机内部存在两种途径的共模耦合，即定子绕组到机壳的共模耦合和定子绕组到转子绕组的共模耦合。相比较而言，由于定子绕组到机壳的耦合要比到转子的耦合要大得多，因此在分析共模耦合对电动机绕组的过电压问题时，暂不考虑定子绕组到转子的耦合，可以单从定子绕组到机壳的共模耦合角度来分析。图 12.4-53 给出了定子绕组到机壳的共模集总

等效电路。图 12.4-53 (a) 中 C_{uvwr} 代表绕组端部对机壳的寄生电容； C_{ng} 为三相绕组中点 n 对机壳寄生电容； R_g 代表机壳到地等效电阻； L_w 和 R_w 代表绕组的高频阻抗； R_e 代表电动机绕组的涡流损耗对应的等效电阻。这些寄生参数的大小需要用系统辨识获得，也可以参照表 12.4-9 给出的典型值，其值分别对应不同功率的电动机。

表 12.4-9 不同功率电动机的高频共模参数表

电动机功率 (hp)	C_{uvwr} (pF)	C_{ng} (pF)	R_g (Ω)	L_w (mH)	R_w (k Ω)	R_e (k Ω)
2	290	290	15.3	0.27	0.324	3.9
3	314	314	35.5	2.7	1.15	5.6
7.5	700	700	36.2	0.21	0.94	3.3
10	704	704	23.2	0.09	0.086	1.4
15	1810	1810	0.2	0.0014		0.7
25	1550	1550	22.9	0.0016		1.03
40	260	260	12	0.48	0.1	2.5

注 1hp=735.5kW。

当考虑由于过电压分布不均匀引起绕组局部绝缘击穿的问题时，定子绕组不能再简单地用一个集总电感 L_w 和电阻 R_w 表示，需要用绕组的分布参数分段表示，如图 12.4-53 (b) 所示。当共模电流从电动机首匝逐匝流过电动机绕组时，阻抗越来越大，电流越来越小，电压的振荡逐步衰减。因此，共模电流与线圈阻抗的作用结果将在绕组首匝产生最大的电压过冲，首匝附近的线圈承受最大的电压应力。

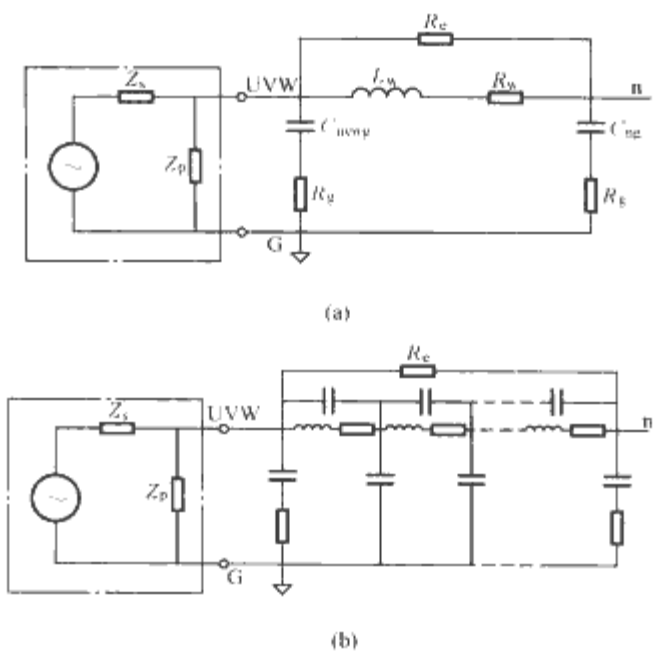


图 12.4-53 考虑电动机端电压问题的电动机共模等效模型
(a) 集总参数模型；(b) 分布参数模型

(2) 检讨电动机轴承电流问题的共模等效模型。轴承电流是由于共模电压通过定子绕组耦合到转子绕组，感应出来的转轴对地的共模电压产生的。图 12.4-54 给出其高频等效电路。图中 R_w 和 L_w 代表电动机定子绕组； C_{sf} 是电动机定子与机壳之间的杂散耦合电容； C_{rf} 是电动机转子与机壳之间的杂散耦合电容； C_{sr} 是电动机定子与转子之间的杂散耦

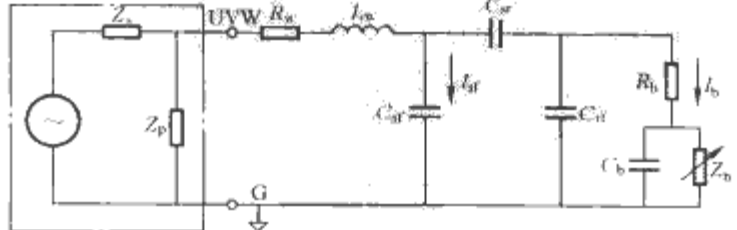


图 12.4-54 考虑电动机轴电流问题的电动机共模等效模型

合电容。电动机轴承模型用串联轴承电阻 R_b 、轴承油膜的电容 C_b 和油膜的非线性阻抗 Z_b 构成的等效电路表示。串联阻抗 Z_s 和并联阻抗 Z_p 用以等效连接电缆和滤波装置等。电动机杂散参数可通过系统辨识的方法获得。图 12.4-55 同时给出了不同功率电动机对应的杂散参数典型值供参考。虽然杂散电容在数值上均不大，但当 IGBT 的开关频率和 di/dt 达到了一定的水平之后，会产生较大的轴承电流 I_b ，对电动机轴承的损害很大。

同时应当指出，由于 C_{sr} 比 C_{st} 小得多，所以 $I_{st} \gg I_b$ 。意味着很大一部分的共模电流是通过定子绕组与机壳之间的耦合电容 C_{st} 流回大地，轴承电流 I_b 仅仅是共模电流的一部分。

综合以上的变频器、传输电缆和电动机的共模模型，可以得到双 PWM 调速系统的高频共模等效模型，如图 12.4-56 和图 12.4-57 所示，分别用于电动机端电压和轴承电流问题的研究。

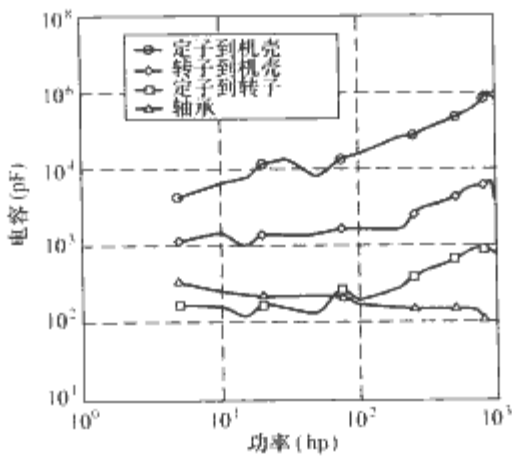


图 12.4-55 不同功率电机下高频杂散电容典型曲线
注：为绘图方便，功率的单位采用马力 (hp)，1hp=746W。

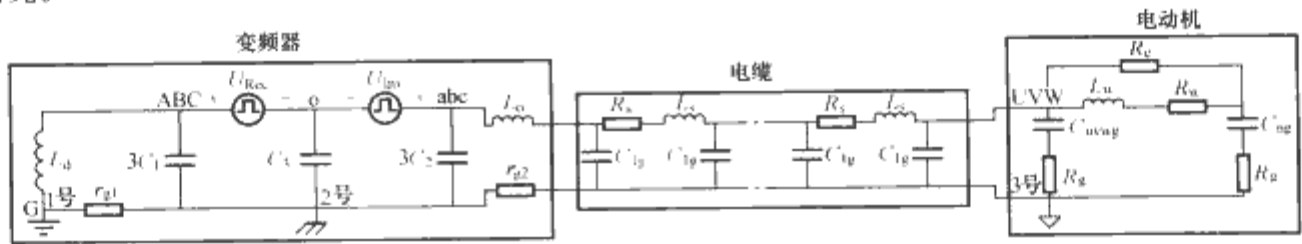


图 12.4-56 双 PWM 调速系统的高频共模等效模型：电动机端电压问题研究

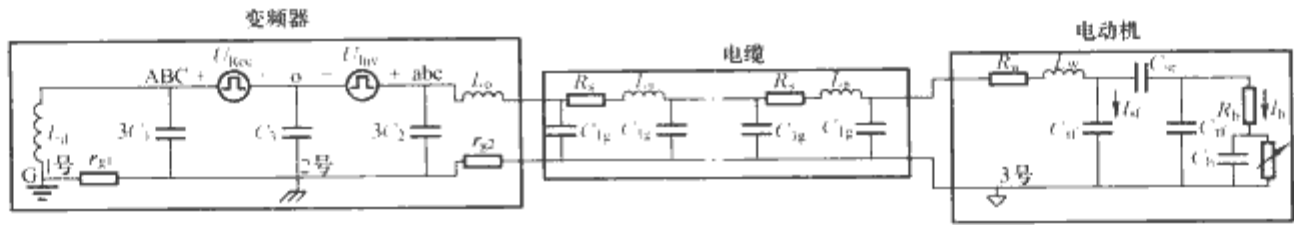


图 12.4-57 双 PWM 调速系统的高频共模等效模型：电动机轴电流问题研究

参 考 文 献

- [1] Robert W Erickson. Fundamentals of power electronics. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [2] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [3] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [4] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [5] L R Lewis, B H Cho, F C Lee, B A Carpenter. Modeling, analysis and design of distributed power system. IEEE PESC92, 1992; 152-159.
- [6] Andro S. Kisiovski, Richard Redl, Nathan O. Sokal. Dynamics analysis of switching-mode DC/DC converter. Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [7] R D Middlebrook, S Cuk. A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages. IEEE PESC, 1976; 18-34.
- [8] S Cuk R D Middlebrook. A General Unified Approach to Modelling Switching DC-TO-DC Converters in Discontinuous Conduction Mode. IEEE PESC, 1977; 36-57.
- [9] R D Middlebrook. Modelling a Current-Programmed Buck Regulator. IEEE PESC, 1987; 3-13.
- [10] V Vorperian. Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch; Part II: Discontinuous Conduction Mode. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1990, Vol. 26, No. 2.
- [11] Lauritzen, P O, Ma, C L. A simple diode model with reverse recovery. Proceedings of the IEEE, Vol. 63, Issue No. 2, 1975. 12; 1731-1732.
- [12] Budihardjo, I, Lauritzen, P G. The lumped-charge power MOSFET model, including parameter extraction. Power Electronics, IEEE Transactions on Vol. 10, No. 3, 1995. 5; 379-387.
- [13] Victory, J, Miller, I, Sanchez, J, DeMassa, T, Welfert, B. A new physical power MOSFET model for improved simulation in power electronic design. Power Electronics in Transportation, 1994. Proceedings 20~21, 1994. 10; 83-90.
- [14] Budihardjo I K, Lauritzen, P O, Mantooth, H. A. Performance requirements for power MOSFET models. Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 12, No. 1, 1997. 1; 36-45.
- [15] Ma, C L, Lauritzen, P O, Sigg, J. A physics-based GTO model for circuit simulation. Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE. Vol. 2, 18 ~ 22, 1995. 6; 872-878.
- [16] P R Palmer, K J Tseng. An accurate GTO model for circuit simulations. 5th European Conference on Power Electronics and Application, Brighton, UK, Sept, 1993, vol. 2; 244-248.
- [17] Cliff L Ma, P O Lauritzen, et al. A systematic approach to modeling power semiconductor devices based-on charge control principles. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Taiwan, 1994; 31-37.
- [18] Allen R Hefner, Jr, Daniel M Diebolt. An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, No. 5, 1994. 9; 532-542.
- [19] Kuang Sheng, Barry W Williams, and Stephen J Finney. A Review of IGBT Models. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, No. 6, 2000. 11; 1250-1266.
- [20] Allen R Hefner, JR. Analytical modeling of device-circuit interactions for the power insulated gate bipolar transistor(IGBT). IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, No. 6, 1990. 11; 995-1005.
- [21] Franc Mihalic, Miro Milanovic, Danilo Zdravec, et al. IGBT SPICE macro model. IEEE Trans. IE, 1995, (40)1; 98-105.
- [22] Ying-Yu Tzou, Lun-Jun Hsu. A practical SPICE macro model for the IGBT. Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON'93, International Conference on 15-19 Nov. 1993 Page(s); 762-766 vol. 2.
- [23] Yuming Bai, Huang, A Q, Zhenxue Xu. A novel power diode model for circuit simulation. Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on 16~18, 2000. 7; 108-113.
- [24] Tseng, K J, Foo, C F, Palmer, P. R.. Implementing power diode models in SPICE and Saber. Power Electronics Specialists Conference, PESC 94 Record., 25th Annual IEEE 20~25, 1994. 6; 59-63.
- [25] 周宝霞, 陈治明, 等. 适合于 PSPICE 的一种精确的功率 MOSFET 等效电路. 半导体学报, 1996. 4; 289-293.
- [26] Lai Keji, Zhang Li et al. Modeling and parameter extraction of VDMOSFET. Chinese Journal of Semiconductor, 2002. 3, vol. 23; 251-256.
- [27] 高艳霞, 龚幼民, 等. 电力电子器件模型参数辨识及其有效性验证. 电力电子, 2004. 5; 35-40.
- [28] D M Smith, et al. Implementation, characterization and refinement of a GTO model. 5th European Conference on Power Electronics and Applications, 1993, vol. 2; 238-243.
- [29] 马莉, 何湘宁, 等. 用 PSPICE 仿真 GTO 的瞬态特性. 电力电子技术, 1996. 11; 90-93.
- [30] C L Tsay, R Fischl, J Schwartzberg, et al. A high power circuit model for the gate turn off thyristor. Power Electronics Specialists Conference, 1990. 6; 390-397.
- [31] Wang, X, Hudgins, J L, Santi, E, Palmer, P. R.. Destruction-Free Parameter Extraction for a Physics-Based Circuit Simulator IGCT Model. Industry Applications, IEEE Transactions on Vol. 42, No. 6, Nov. ~dec, 2006; 1395-1402.
- [32] 陈建业. 电力电子电路的计算机仿真. 北京: 清华大学出版社, 2003.

- [33] 徐德鸿, 马皓, 汪樵生. 电力电子技术. 北京: 科学出版社, 2006.
- [34] Remashan K, Wong N A, Chan K, et al. Modeling inversion layer carrier mobilities in all regions of MOSFET operation. *Solid-State Electron*, 2002: 146-153.
- [35] Yuan Shoucai, Zhu Changchun. Non-destructive Parameters Extraction for a Novel IGBT SPICE Model and Verified with Measurements. *半导体学报*, 2003, 7: 702-706.
- [36] 蔡仁钢. 电磁兼容原理、设计和预测技术. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1997.
- [37] 米切尔·麦迪圭安(法). 电磁干扰排查及故障解决的电磁兼容技术. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [38] (美)Clayton R Paul. 电磁兼容导论. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [39] 钱照明, 等. 电力电子系统电磁兼容设计基础及干扰抑制技术. 杭州: 浙江大学出版社, 2000.
- [40] Cliff L M, P O Lauritzen. Modeling of power diodes with lumped-charger modeling technical. *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 12, No. 3, May, 1997: 398-405.
- [41] A F Moreira, T A Lipo, G Venkataramanan. High Frequency Modeling for Cable and Induction Motor Over-voltage Studies in Long Cable Drives. *IEEE Industrial Application Society 36th Annual Meeting*, Oct, 2001.
- [42] R Zhang, X Wu and T Wang. Analysis of common mode EMI for three-phase voltage source converters. *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 2003, 15~19 June.

第 13 篇 电力电子电路/系统 电磁兼容设计

主编单位：浙江大学

主 编：湛平平 钱照明

编写人员：湛平平（浙江大学）

钱照明（浙江大学）

第1章 概述

现代科技的发展、世界能源紧缺情形日益严峻以及电力电子装置性能的日益提高使得电力电子技术应用已经深深融入各个行业。然而,电力电子电路/系统中主功率器件工作过程中快速导通、快速关断导致很高的电流和电压变化率,对电力电子装置本身及其周边的环境造成很强的电磁干扰,同时高电流、电压变化率还与电力电子功率回路中的寄生参数相耦合,严重影响功率半导体器件功率容量的充分利用和装置的可靠性。为此,电力电子电路/系统的电磁兼容设计已经受到国内外的广泛关注和普遍重视。本章介绍电磁兼容基本概念,同时阐述电力电子电路/系统电磁兼容问题的特点。

1 电磁兼容基本概念

1.1 电磁兼容

根据 IEC (International Electrotechnical Vocabulary) 中 IEC 出版物第 50 章中的定义,电磁兼容 (Electromagnetic Compatibility, EMC) 是指在其电磁环境下,电子设备或系统内部的各个部件和子系统、一个系统内部的各台设备、乃至相邻几个系统能够正常工作且不会对该环境中任何事物构成不能承受的电磁骚扰的能力。

换句话说,上述电磁兼容定义包含两方面的含义:

(1) 电路、设备或者系统产生的电磁发射水平不能超过标准或者规范所规定的电磁骚扰发射限值,且能与该电磁环境中的其他电气设备共存,不致引起其性能降级。

(2) 确保在其工作的电磁环境中,装置、设备或系统具有足够的抗电磁骚扰能力。

1.2 电磁骚扰

可能引起装置、设备或者系统性能降低或者对有生命物质或无生命物质产生损害作用的各种电磁现象称之为电磁骚扰 (Electromagnetic Disturbance)。电磁骚扰可能是电磁噪声、无用信号或者传播介质自身的变化,频率范围为 0Hz ~ 400GHz。

1.3 电磁干扰

引起设备、传输通道或系统性能下降时的电磁骚扰称为电磁干扰 (Electromagnetic Interference, EMI)。可见电磁骚扰是客观存在的一种物理现象,而电磁干扰是由电磁骚扰引起的后果。电磁干扰源分为自然干扰源和人为干扰源两大类。自然干扰源是指由自然现象引发的电磁干扰,它们主要包括大气层噪声、雷电、太阳异常电磁辐射及来自宇宙的电磁辐射噪声等。其中,雷电属于最常见的,也是最严重的大气层电磁干扰源。它的闪击电流很大,最大可达兆安培量级,电流的上升时间为微秒量级,持续时间可达几个毫秒乃至几秒,它所辐射的电磁场频率范围为 10Hz ~ 300kHz,主频在数千赫兹。雷击的直接破坏范围,虽然只有几平方米到几十平方米,但是它产生的电磁干扰,却能传播到很远的距离。人为干扰源是指各种人造设备工作时伴随的电磁干扰现

象,它们主要包括:元器件的固有噪声、电化学反应噪声、放电噪声、电磁感应噪声、非线性开关过程噪声等。电力电子设备中功率器件工作于开关状态,功率器件的快速导通和关断导致很高的 di/dt 和 du/dt ,决定了其电压电流波形具有宽带频谱,造成严重的电磁干扰问题。

1.4 电磁敏感度与电磁抗扰度

电磁敏感度 (Electromagnetic Susceptibility, EMS) 与电磁抗扰度 (Electromagnetic Immunity) 二者是一个问题的两个方面。电磁敏感度是指存在电磁骚扰的情况下,装置、设备或系统不能避免性能降低的能力。电磁抗扰度是指存在电磁骚扰的情况下,装置、设备或系统承受电磁干扰避免性能降低的能力。敏感度高,抗扰度低。在进行装置、设备或系统的电磁兼容敏感度测试时通常用电平来表示其敏感度的高低,敏感度电平(刚刚开始出现性能降低时的电平)越小,说明其敏感度越高,抗干扰能力就越低;而抗扰度电平越高,说明其抗干扰能力越强,敏感度就越低。

2 电力电子电路/系统的电磁兼容问题

随着电力电子技术日益向高频、高功率密度以及高功率方向发展,电力电子技术日益得到广泛应用,电力电子电路/系统内部的电磁环境也越来越复杂,产生的 EMI 对电力电子电路/系统本身及其周围的电子电气设备的正常工作构成严重威胁,电力电子电路系统日益成为最主要的干扰源。电力电子电路/系统的 EMC 问题主要特点如下:

(1) 电力电子电路/系统是电能变换和处理装置,其中的大功率半导体器件工作于高频开关状态,与处理信号的数字电路相比,其工作频率较低、电压电流变化率高,产生的干扰强度更大。抑制电力电子电路/系统的 EMI 发射的主要技术是屏蔽、接地、滤波以及合理的主功率回路设计和 PCB 布局布线技术。

(2) 电力电子电路/系统中的干扰源主要集中在功率开关器件以及与之相连的散热片和高频变压器上,相对于数字电路干扰源的位置较为清楚。

(3) 电力电子电路/系统中的元器件规格品种多样,元器件之间的耦合关系复杂,导致元器件的 EMI 建模比较复杂。另外,其印制电路板布线 (Printed Circuit Board, PCB) 具有很大的随意性,PCB 寄生参数提取困难,因此相对数字电路而言,电力电子电路/系统的 EMI 仿真分析比较困难。

(4) 电力电子电路/系统的开关频率一般不超过数兆赫兹,因此电力电子电路/系统的 EMI 以传导干扰和近场辐射干扰为主。

(5) 电力电子电路/系统是弱电控制强电的技术,这些装置的控制部分,还常常应用各种大规模集成电路、DSP 和 CPU 芯片等高速集成电路,因此电力电子电路/系统本身既是强干扰源,也是敏感源。为了保证电力电子电路/系统可靠工作,必须保证电力电子主功率回路的正常工作不会干扰辅助电源及控制回路的正常工作。在这种情况下,PCB

板的合理布线和布局就显得尤为重要,以有利抑制主功率回路对外部环境和内部控制回路的EMI发射,对于上百千瓦大功率的电力电子电路/系统,主功率回路的设计对于整个系统的EMC性能至关重要。

(6) 电力电子电路/系统还是电力系统中重要的谐波源。电力系统中的谐波也被列为一种EMI发射现象,并在EMC指令中将谐波电流发射的规范与要求收录在标准IEC-61000-3-2之中。将谐波电流列为EMI发射现象,有时常常引起电子工程师的迷惑,因为一个电路或者系统完全有可能只存在谐波问题,但是该电路/系统的EMI发射水平却远小于EMI标准限值,也就是说这里的谐波并没有“发射”任何东西,而且一旦采用电力电子技术消除了谐波后,电路的EMI发射水平反而很可能超过EMI标准限值,也就是说谐波电流和EMC之间是没有什么必然联系的,之所以把谐波列为一种“发射”主要是因为电气电子装置产生的谐波电流通过电网阻抗转变为电网谐波电压间接引发一系列严重的EMC问题,比如引起接地保护装置误触发,变压器过载发热,测量仪器误差等。因此尽管谐波电流并没有直接发射EMI,谐波电流的消除方法和EMC的解决方法完全属于两个方法论范畴,而且解决了谐波问题往往还引发新的EMC的问题,但是谐波电流却可能确实间接的引发了一系列严重的EMC问题,因此在EMC指令中将谐波电流列为EMI发射现象,并且有明确的标准限制谐波电流的大小。

电力电子电路/系统是一种强非线性负载,其前端整流电路往往只在输入电压波形的峰值处吸收大电流,会对电网产生严重的谐波电流污染。随着电力电子技术在电力系统中的应用日益广泛,电力电子电路/系统日益成为主要的谐波源。在这里需要明确的是,解决了电力电子电路/系统谐波问题虽然消除了谐波及其谐波引发的EMC问题,但是可能会带来新的EMC问题。例如,解决电力电子电路/系统中的谐波电流问题,最常采用电力有源滤波装置或者功率因数校正技术,这两类技术能很好的消除电力电子电路/系统产生的谐波电流,但是并不意味着这两类技术同时抑制了电力电子电路/系统的EMI问题。相反地,因为在电力有源滤波装置和功率因数校正技术中应用了工作在开关状态的大功率半导体器件,因此增加了高频EMI发射和系统内部新的EMC问题。其他与电源质量相关的问题,如电网电压波动、电网电压闪烁与电网谐波问题一样,它们本身均为低频传导EMI中的一种,依靠电力电子技术解决了这些低频传导EMI问题后,极有可能会引发高频EMI问题,这些高频EMI问题如果在设计初期就能够意识到,还是很容易通过正确设计PCB板以及采用接地、滤波等EMI抑制技术合理解决的。

(7) 电力电子电路/系统与电力线载波信号系统之间的电磁兼容问题。电力线载波信号系统(Main Signalling, MS)中叠加在电力线的信号电压频率在3~148.6kHz之间,这一频率范围也是电力电子电路/系统最经常使用的工作频率,随着电力电子技术的应用日益广泛,电力电子电路/系统和MS系统之间的电磁性兼容问题值得更加广泛的关注。

3 电力电子电路/系统电磁兼容设计的特点

要评价电力电子电路/系统性能的好坏,在其效率、功率密度等方面受到充分重视的同时,其EMC性能也至关重

要,因为其EMC性能的好坏将严重影响到产品工作的可靠性,EMC设计不好的产品也必将增加电源滤波器的体积和重量,降低产品的功率密度和效率。因此,EMC设计技术是电力电子产品工程师必须掌握的一项重要技术,培养电力电子产品工程师的EMC意识和EMC技能是极端重要的。

进行电力电子电路/系统的电磁兼容设计,必须清晰地认识下列3个基本要素。

(1) 电磁骚扰源。任何会产生电磁能量的自然现象或者工作着的电子电路、设备、系统都是潜在的电磁干扰源。这些电磁能量使得邻近的生命物质或者其他电路及其元器件、设备或系统产生危害,导致性能降低或者失效。电力电子电路/设备工作时,其功率半导体开关工作于高速开关状态,电路中 du/dt 和 di/dt 都很大,其电压和电流成分均包含了很多的高频成分,这些高频成分很容易通过各种电磁耦合和电磁辐射的途径对周围的电路产生干扰;特别是高频工作条件下,由于电路中各种寄生参数的影响,很容易在功率半导体开关过程中产生寄生振荡现象,电路中的寄生振荡也是引起EMI问题的重要原因。

(2) 耦合途径。耦合途径就是电磁骚扰源把电磁噪声能量耦合到干扰对象的通路或者媒介。

(3) 敏感部分。敏感部分就是那些受到电磁骚扰发射的电磁能量时,容易引起性能降低的电路、元器件、设备或系统或者容易受到伤害的生命物质。敏感部分可以存在于系统外部,也可能存在于系统内部。前面已经提到,电力电子电路/系统应用的是弱电控制强电的技术,反过来,弱电部分也很容易受到强电部分的干扰,因此必须铭记,电力电子电路/系统本身既是干扰源,它内部的控制器又是敏感部件。

电力电子电路/系统的电磁兼容设计技术除了基本的屏蔽、接地、滤波、PCB板布局布线设计等技术外,还包括随机调制技术、软开关技术等电磁干扰抑制技术,此外元器件的选择和电力电子电路选择也对其EMC性能有重要的影响。为了保证设计的电气电子设备或系统具有良好的电磁兼容性,必须在产品设计的初期进行EMC设计,从分析该电气电子设备所处的工作电磁环境着手,从元器件、电路选择开始,充分考虑可能的电磁干扰源和电磁骚扰耦合途径,进行合理的PCB板布局和布线设计,以削弱电磁骚扰源的能量,切断耦合途径,并采取必要的措施提高产品抗干扰的能力,才能更好的保证产品具有良好的EMC性能,控制EMC设计所需的成本,否则不但会浪费时间,而且必须付出昂贵的代价。通常,EMC设计成本只占总开发成本的5%左右,如果人们在产品初期就进行EMC设计的话,只要适当地选择元器件和材料,在每台售出设备上因之附加的元件成本通常很少,在批量生产情况下,甚至可以忽略不计。所以,任何电子产品在设计初期就进行EMC设计是十分必要的。

很久时间以来,人们曾错误地认为干扰抑制技术是纯经验的实验技巧。诚然,它的确涉及到许多实践经验,但是时至今日,EMC设计已发展成为一门涉及到许多学科的一门综合性的学科分支。人们只有从基本理论的高度来认识它,全面掌握它的科学原理和规律,才可能真正地做好EMC设计。解决EMC问题涉及许多知识领域和技能,EMC设计工程师必须根据设计要求,将这些知识加以溶合,以合理的成本提出经济、有效的解决EMC的方案。

第2章 电力电子电路/系统电磁干扰及耦合途径

随着电力电子技术的发展、半导体器件承受电压电流能力不断增加,开关频率的不断提高,电力电子装置中的电感、变压器和电容等元件体积、质量不断减小,电力电子装置的性能得以不断完善和提高,且日益小型化。因此自20世纪70年代以来,电力电子技术在工业、商业、医疗以及家用产品领域中的应用大量增加。但是,这些从电网中获得功率的电子设备会对其他相连设备产生严重的电磁干扰,并且随着开关频率的增加不断加剧。分析电磁兼容问题时,首先要了解基础的电磁噪声,熟悉和了解常见电磁干扰源及其特性,特别是干扰源的频率、工作电压电流的强度及其波形特点、电磁干扰的主要发射方式、电磁干扰的耦合途径以及电磁干扰的耦合模式等,这些是进行电磁兼容设计的前提。在此基础上,结合电力电子电路/系统的特点,了解其中的电磁干扰源、耦合途径及其耦合模式等,才能够有针对性的采取电磁干扰抑制措施和防护措施,解决EMC问题。

1 电磁干扰源

电磁干扰源按其来源通常可分为自然干扰源和人为干扰源。人为干扰源按照是否以发送有用电磁能量为目的,又可以分为功能性干扰源和非功能性干扰源;按其干扰源的频域、时域特征人为干扰源又可分为连续干扰源和瞬态干扰源;按其耦合方式人为干扰源还可分为传导干扰源和辐射干扰源。根据干扰源的物理本质,干扰源还可以分为元器件的固有噪声、电化学过程噪声、放电噪声、电磁感应噪声及非线性开关过程噪声等五大类,本章主要从电力电子电磁兼容设计角度阐述电磁干扰源及其分类。

1.1 基本电磁干扰源

1.1.1 自然干扰源

自然干扰源为大自然现象所造成的各种电磁噪声。它们主要包括大气层噪声、雷电、太阳异常电磁辐射及来自宇宙的电磁辐射噪声等。其中,雷电属于最常见的,也是最严重的大气层电磁干扰源。雷电是一种大气放电现象,一般雷电放电电流通常在 $2\sim 200\text{kA}$ 之间,其中1%的雷电放电电流甚至还会超过 200kA ,在雷电击中的 100m^2 距离内其电场强度甚至可达 500kV/m 。雷电的破坏作用主要通过电阻性感应电压、电感性感应电压、电场耦合、雷电电磁脉冲(Lightning Electromagnetic Pulse, LEMP)以及热效应和雷电流电动力效应对电气电子产品带来危害。雷击的直接破坏范围虽然不到 100m^2 ,但是它产生的电磁干扰,却能传播到很远的距离。

太阳黑子是磁场聚集的地方,有很强的磁场,可能比周围物质的磁场强度高1000倍左右。太阳异常电磁辐射噪声是太阳黑子发射出的噪声和太阳黑子增加或活动激烈时产生的磁暴。它与太阳黑子的数量和活动激烈程度密切相关,其干扰信号的频谱通常在几千赫兹到几百兆赫兹范围之内,严重的太阳黑子爆发甚至会造成电力系统停电以及对短波通信产生严重的电磁干扰。宇宙辐射干扰源于银河系及超远星系的高能粒子运动和银河系恒星体上的爆炸现象引起的电磁

噪声,其干扰信号的频谱通常在几十兆赫到几十吉赫兹范围内。

太阳异常电磁辐射及来自宇宙的电磁辐射噪声主要影响与宇航、通信、信息图像信号处理等有关的军用电子设备,对工业、民用大部分电气及电力电子设备而言,需要着重考虑的自然电磁干扰源应当是雷电干扰。

1.1.2 人为干扰源

人为干扰源是指来源于各种电气电子设备的电磁干扰源,人为干扰源有很多种分类方式。

(1) 根据干扰源与电气电子装置功能的关系,人为干扰源可以分为功能性干扰源以及非功能性干扰源。所谓功能性干扰源是指那些以发射专用信号为目的、为了特定功能而发射有用电磁能量的电子设备,如无线电电视广播、通信、遥感、遥控、遥测、雷达等各种发射机,这些装置以向空间辐射电磁波为目的,但它同时也会在相应的发射频率(包括它们的高次谐波)范围内对其他电子装置造成干扰,这些电子设备引起的干扰通常成为“射频干扰”。对于功能性干扰源,必须限制功能性发射外的伴随发射以及加强电气电子产品对射频干扰的抑制。非功能性干扰源是指不以发射有用电磁能量为目的,而是在其正常运行中可能产生电磁干扰的那些电气电子设备,如中频/高频感应加热电源、高频开关电源、电子镇流器、超声波发生器、高速数字脉冲电路、高/低压变配电设备、电力线路、点火系统及旋转机械等。绝大多数电力电子装置和设备均属于非功能性干扰源。对于非功能性电磁干扰源,必须尽量加以消除和抑制。各种电磁兼容标准中的发射限制主要是针对非功能性干扰源的发射而言的。

(2) 人为干扰源按照其时域和频域特征还可以分为连续干扰源和瞬态干扰源。连续干扰源引起的电磁现象主要包括交流或直流电源电压慢速波动、交流电源三相不平衡、直流电源纹波、谐波和谐间波、直流电场和直流磁场、交流电场和交流磁场以及引起导体或电缆上 $0\sim 150\text{kHz}$ 、 150kHz 以上的各种传导干扰电压和电流等。

常见的引起上述连续电磁干扰现象的设备有:①负载重且负载电流变化大的设备,如电弧炉、电解设备以及电镀设备等,这些设备的负载在运行过程中不断变化,引起供电电源电压波动;②电力电子电路/系统、电网变压器过载以及非线性负载设备都会产生大量的谐波电流污染电网;③中高压配电系统以及大功率负荷中的电缆和变压器等都是磁场干扰源,其中的电缆还是电场干扰源;④射频滤波器中的漏电流以及其他产生地电流的设备都是 $0\sim 150\text{kHz}$ 的连续传导干扰源;⑤开关电源、数字电路正常工作时其电压电流波形通常为上升沿和下降沿均很陡的周期性方波脉冲,包含有丰富的频率分量,它们均为重要的连续传导干扰源。

连续干扰现象或为窄带频谱如谐波,或为具有很宽频带的周期性干扰如接收机本机振荡器产生的干扰具有很宽的频带,其干扰既可能通过电源线传导又可能通过机壳或者天线辐射两种途径干扰其他电气电子设备的正常运行,因此连续干扰源产生的干扰不一定仅为窄带干扰。

瞬态干扰源引起的瞬态干扰现象通常包括电压波动、电

压跌落、直流或者交流电源电压的短时中断、快速瞬态脉冲群、静电放电、交流电源频率波动、传导型衰减振荡波、交直流电压浪涌等。

产生以上瞬态干扰现象的电气电子设备及其过程常见的有：①电网负荷切换、低压电网故障清除、以及电路中其他产生瞬态电流的过程均容易引起电压波动、电压跌落甚至直流或者交流电源电压短时中断；②通断感性负载是产生快速瞬态脉冲群的重要原因；③人体、机械以及电气电子设备等都是静电放电源；④电网故障将引起电网频率波动；⑤电气设备的触头发生“通”“断”时产生弧光放电，引发瞬态传导型衰减振荡波，干扰强度很大；⑥低压电网投切功率因数校正电容器的过程经常产生交流电网电压浪涌。

干扰源产生的干扰可能是连续也可能是瞬态的。

(3) 按照干扰源的耦合途径，人为干扰源还可分为传导干扰源和辐射干扰源。传导干扰源中的电磁噪声能量是以电压或电流的方式，通过金属导线（如电源线、信号线、PCB走线、地线等）、大地或者元器件（如电容器、散热器、电感器、变压器等）耦合至被干扰设备（电路）。传导干扰源发射的噪声会对连接在公用电网上的电气电子设备产生干扰，因此各国对其噪声发射都制定了相应的标准。

通过空间电磁波辐射传播造成的干扰称为“辐射干扰”，各国对其噪声发射也都制定了相应的标准。传导噪声的频率上限规定为 30MHz，辐射发射的频率下限规定为 30MHz。

1.2 电力电子电路/系统基本干扰源

随着电力电子技术的迅速发展，利用各种现代功率半导体快速开关特性构成的各种半导体变流装置，日益广泛地应用于工业、商业、医疗、家电中，虽然这些装置工作频率通常不太高，但它们的功率容量大，因此造成的电磁干扰通常很强，不但容易对周围的用电设备造成干扰，而且容易对装置内部的控制器等敏感电路造成干扰，所以在电磁兼容设计中应当力求减小其电磁干扰发射电平。

半导体变流装置主电路的核心器件为 IGBT、IGCT、MOSFET、BJT、GTR、SCR、输出整流二极管、续流二极管等功率半导体器件，这些器件构成了电力电子电路的主要噪声源。相对于数字电路中的半导体器件，这些器件工作在大电流和高电压下，在工作过程中电流、电压的变化率很大，它们通过线路或元器件的寄生电感或寄生电容，引起传导和辐射（主要是近场）电磁干扰。半导体变流装置主电路中的高频变压器也是重要的噪声源，高频变压器不仅对外辐射电磁场，其漏感在半导体器件关断时引起的电压尖峰容易对周围的电路产生干扰，噪声敏感的电路在布局时要与高频变压器留有相当的距离，否则很可能无法正常工作。大功率半导体器件通常都安装在散热器上，在散热器和大功率半导体器件金属壳之间会形成一个大的寄生电容，为共模干扰电流构成通路，使得散热器也成为重要的噪声源。电力电子电路/系统中的控制部分在器件的开关过程中，同样存在着高的电流变化率 di/dt 和高的电压变化率 du/dt ，它们的频率可高达几十至几百千赫兹乃至几兆赫兹，也会成为不可忽视的噪声源。

下面就与这类装置有关的一些典型噪声源加以阐述。

1.2.1 功率半导体器件开关过程造成的电磁噪声

(1) 功率二极管开关造成的噪声。功率二极管开关过程中的电流、电压波形如图 13.2-1 所示。

图 13.2-1 (a) 表明， t_0 时刻二极管导通，二极管的电流迅速增长，但是其管压降不是立即下降，而会出现一个快

速的上冲，其原因是在开通过程中，二极管 PN 结的长基区注入足够的少数载流子，发生电导调制需要一定的时间 t_r ，该电压上冲会导致一个宽带的电磁噪声。

功率二极管关断过程如图 13.2-1 (b) 所示，存在于 PN 结长基区中的大量过剩少数载流子需要一定时间恢复到平衡状态，从而导致了很大的反向恢复电流 I_{rm} ，该电流通常大于正向电流幅值，导致大的差模干扰。 t_1 时刻 PN 结开始反向恢复，反向恢复电流迅速趋向 0，通常 t_1 到 t_2 时间段很短，通常为 ns 级，因此这一过程的 di_r/dt 很大，它们在引线电感和与其相连接的电路中，会产生很高的感应振荡电压尖峰，导致大的共模干扰和辐射干扰。二极管反向恢复过程导致的大的反向恢复电流、大的电流变化率以及关断振荡电压尖峰，不仅降低了电力电子电路/系统的效率，而且构成电力电子电路/系统中的主要的传导和辐射干扰源。

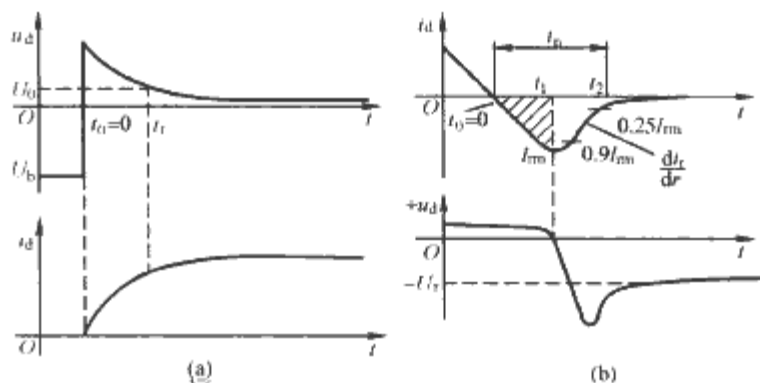


图 13.2-1 功率二极管开关过程中的电流、电压波形
(a) 开通过程；(b) 关断过程

功率二极管反向脉冲电流的幅度、脉冲宽度和形状，与功率二极管本身的特性及电路参数相关。图 13.2-2 所示为两种大功率二极管（1200V，150A）不同正向电流下的反向恢复波形。由图 13.2-2 (a) 可知，二极管关断电压尖峰及其振荡随正向电流增大而减小，当二极管正向电流为 7.5A

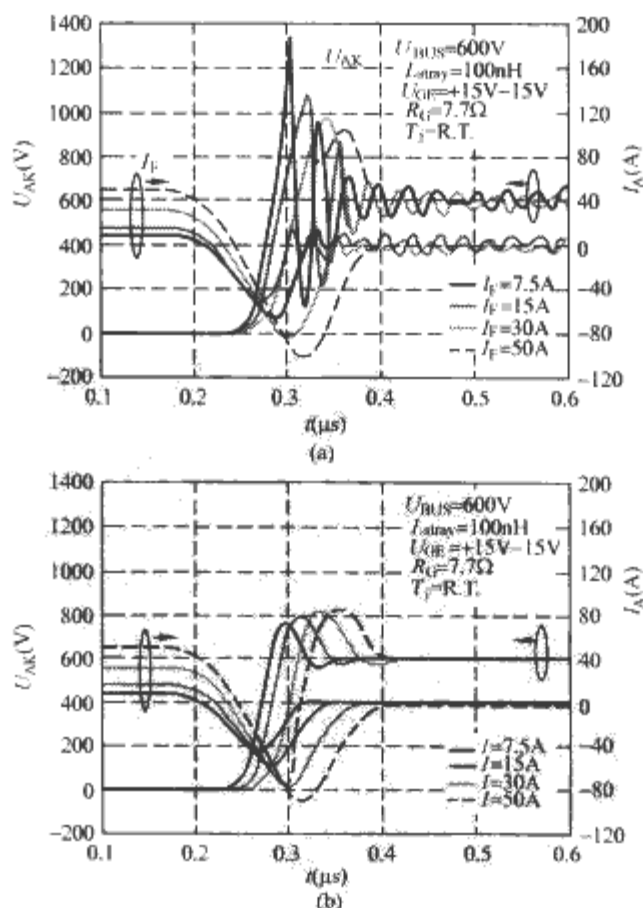


图 13.2-2 两种大功率二极管不同正向电流下的反向恢复波形
(a) 7.5A 时关断；(b) 50A 时关断

时关断,二极管两端的尖峰电压最大,达到1360V,且关断电压振荡最严重,噪声发射严重;由图13.2-2(b)可知,二极管关断电压尖峰及其振荡随正向电流增大而增大,该二极管在正向电流为50A时关断,二极管两端的尖峰电压最大,只有810V,反向恢复期间的电压振荡较小,与7.5A时关断相比噪声发射要小很多。图13.2-2(b)中的二极管采用低注入阳极结构和高掺杂的缓冲区实现软恢复特性,反向恢复特性得到很大改善。

在功率二极管两端并联RC吸收电路或者串联磁珠均可以有效降低功率二极管在关断时造成的电压尖峰,降低高频噪声发射。肖特基二极管和SiC二极管几乎没有反向恢复过程,所以采用肖特基二极管和SiC二极管不仅可以改善电路的效率,而且可以有效降低二极管反向恢复过程引起的电磁干扰。

(2) SCR、GTO、BJT、IGBT在开关过程中造成的噪声。从本质上说,这些器件与功率二极管一样,同属于少子半导体器件,因此它们的开关过程也与二极管类似,无论在开通或关断时,都会产生瞬态电压和电流,也会通过引线电感和分布电容,形成宽频的电磁噪声。

但是基于这些开关器件自身的特性,从EMI分析的角度,它们彼此之间又有所差异。以SCR为例,由于它包含了3个PN结,因此在关断后的反向恢复电流,要比二极管的小得多;而在开通时,由于门极触发的帮助,管压降的下降要比二极管快得多。因此对SCR而言,开通时造成的电源噪声,要比关断时大。图13.2-3(a)为SCR开通时的电流电压波形,图13.2-3(b)为开通时产生的噪声电压与电流的关系。

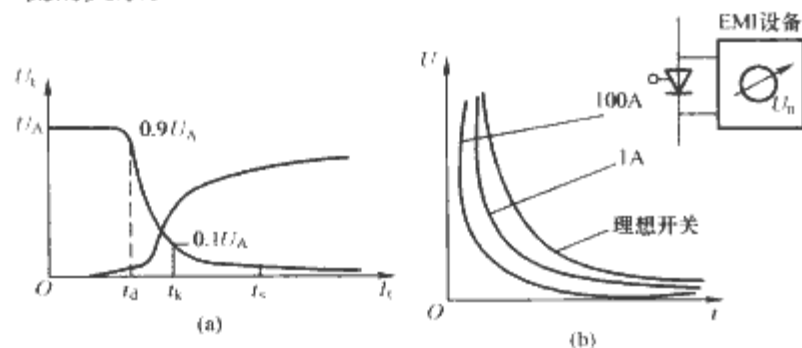


图 13.2-3 SCR 的开通过程

(a) SCR 开通时的电流电压波形; (b) 开通时产生的噪声电压与电流的关系

GTO 开关过程中的电流电压波形,如图13.2-4所示。从图可见,它造成的阳极电压、电流瞬态噪声与SCR类似,但是,由于它依靠门极反向抽流关断,门极的低电流增益(通常小于5)导致了它在关断时,门极电流和电压也会产生陡峭的大电流和电压脉冲,有时还会因门极电路寄生电容和电感的影响而产生振荡。因此,门极电路产生的电磁噪

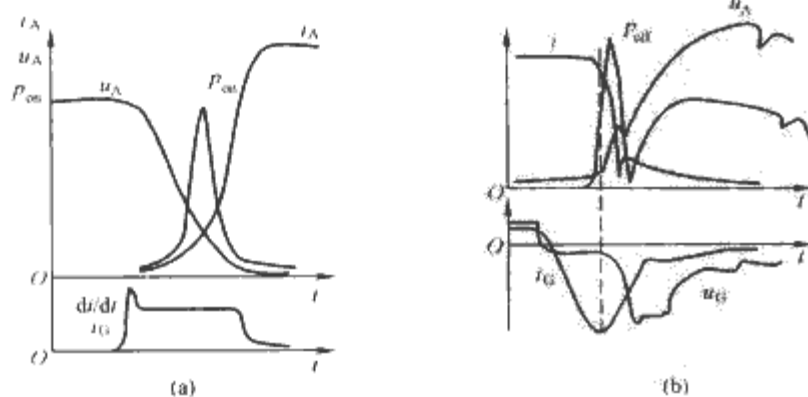


图 13.2-4 GTO 开关过程中的电流电压波形

(a) 开通时; (b) 关断时

声,常常变成GTO中EMI问题的主要方面。

BJT的情况与GTO情况类似,只是它的开关速度比GTO快,开关时间在 μs 量级,所以它的集电极电流和电压变化造成的瞬态电磁噪声要比GTO严重。IGBT属多子少子混合器件,开关速度比BJT更快(开关时间在几百ns~1 μs),所以其电压电流变化造成的瞬态电磁噪声比BJT更大,但是由于它是场控(电压控制)器件,所以它的门极电路所造成的瞬态电磁噪声可以忽略不计。图13.2-5所示为IGBT在串联不同栅极电阻情况下的开通波形。可以看出,IGBT在开通过程中,集电极电流波形有较大的过冲(overshoot)电流,栅极电阻越大,过冲电流越小,发射的噪声也可以相应减小。

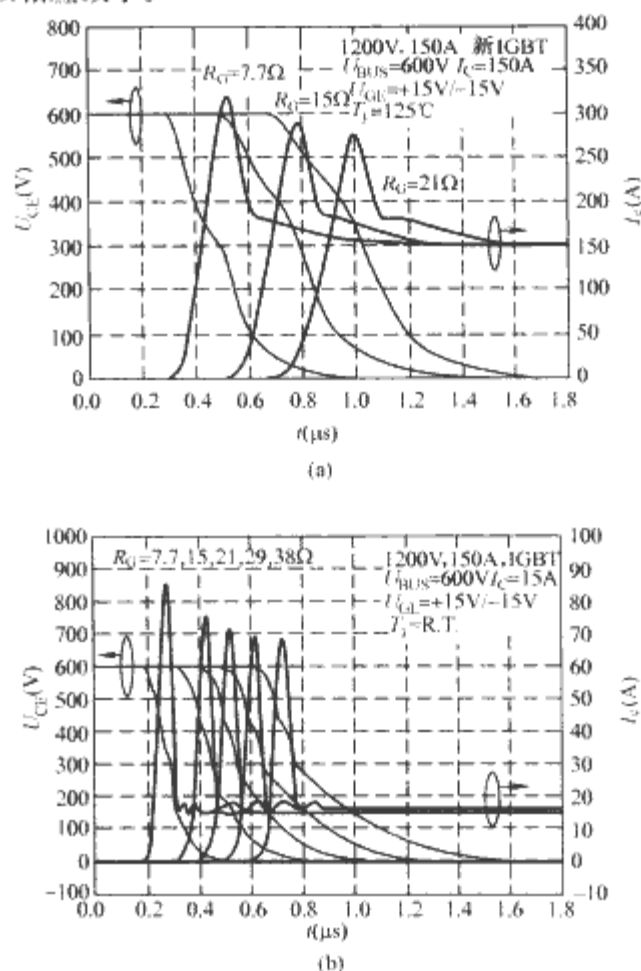


图 13.2-5 IGBT 在串联不同栅极电阻情况下的开通波形

(3) 功率场效应管在开关过程中造成的噪声。功率场效应管(MOSFET)属于多子器件,不存在反向恢复问题,但是它的开关速度很高,开关过程中产生的 di/dt 可达到很高的数值,因而作用在电路中的寄生电感(电容)上,会产生很高的瞬态电压、电流和引起振荡。所以,它和高速数字脉冲电路中所用的高速门电路一样,产生的瞬态电磁噪声是不容忽视的。

1.2.2 控制电路以及高速数字脉冲电路中的门电路造成的开关噪声

控制电路或者一块逻辑门数字集成电路工作时,虽然只抽取几毫安的电流,似乎它不会造成什么噪声,可是,由于它们的开关速度很高,加上与它连接的那些导线的引线电感,使它们也成为不可忽视的噪声源。因为当门电路的电流流过这些引线电感时,在它上面产生的电压为

$$U = L \frac{di}{dt} \quad (13.2-1)$$

式中: L 为引线电感的数值; di/dt 为流过门电路的电流变化率。如果一个典型的逻辑门在开通状态,从直流电源抽取5mA的电流,而在关断状态抽取1mA的电流,则开关时刻

的电流变化为 4mA，设其开关时间为 2ns，电源的引线电感为 500nH，当这一个门开关转换时，在电源线上就会产生瞬态脉冲电压。一个典型的系统实际上包含有许多这样的门。如果综合考虑的话，这些门电路在工作时，电源线上产生的瞬态电压有时可高达数十伏，远远超过其电源电压（5V）。所以，对它们的开关过程造成的瞬态噪声是必须认真考虑的。

从频域的观点来讲，高速脉冲信号的上升（或下降）时间 t_r （或 t_f ）与该信号的频谱带宽（BW）可用式（13.2-2）关联，即

$$BW = \frac{1}{\pi t_r} \tag{13.2-2}$$

这里 BW 的含义与一般系统定义的带宽有所不同，这里是指信号频谱中福里衰系数开始以 40dB/十倍频的速率下降所对应的频率。也就是说高于 BW 以外的谐波分量能量极小，可以略去不计。表 13.2-1 列出了几种典型数字逻辑电路的上升/下降时间和对应的频谱带宽。

表 13.2-1 各种逻辑门的上下下降时间和带宽比较

逻辑电路	上升/下降时间（ns）	带宽（MHz）
CMOS	50	6.3
TTL	10	32
HCMOS	9	32
TSTTL	5	64
ALS	4	80
ACL	3	106
FAST	3	106
AS	2	159
ECL（10k）	2	159
ECL（100k）	1	318

1.2.3 变压器和散热器引起的电磁噪声

高频变压器是电力电子电路/系统中重要的元件，变压器的漏感以及寄生电容使得变压器成为重要电磁干扰源。半导体器件导通期间，变压器的漏感中已经存储了磁能，一旦半导体器件关断，漏感中储存的能量就对变压器的一次侧寄生电容以及半导体器件本身的寄生电容进行充放电，从而产生阻尼振荡，在半导体器件两端形成振荡电压尖峰，如图 13.2-6 所示。通常该振荡电压尖峰比较大，能量较大，很容易击穿与之相连的功率半导体器件。该振荡电压尖峰不但会产生很强的电磁辐射，而且它还会通过线路中的寄生电容引起传导共模干扰。为此，必须使用有源或无源吸收电路等措施，抑制漏感引起的电压尖峰。此外，线路的寄生电感同变压器的漏感一样，在功率半导体器件关断时也会引起关断电压尖峰。

变压器的绕组匝与匝之间、同一绕组的层与层之间、各绕组之间以及变压器铁心与各绕组之间均存在寄生电容，特别是各绕组间的寄生电容以及一次绕组与铁心之间的寄生电容。电力电子电路中的功率半导体器件工作时的电压变化率很高，功率半导体器件大的电压变化与这些寄生电容相互作用形成位移电流并流入地线中，形成传导共模噪声电流。同时一次、二次侧的电磁干扰很容易通过这些寄生电容相互耦合。

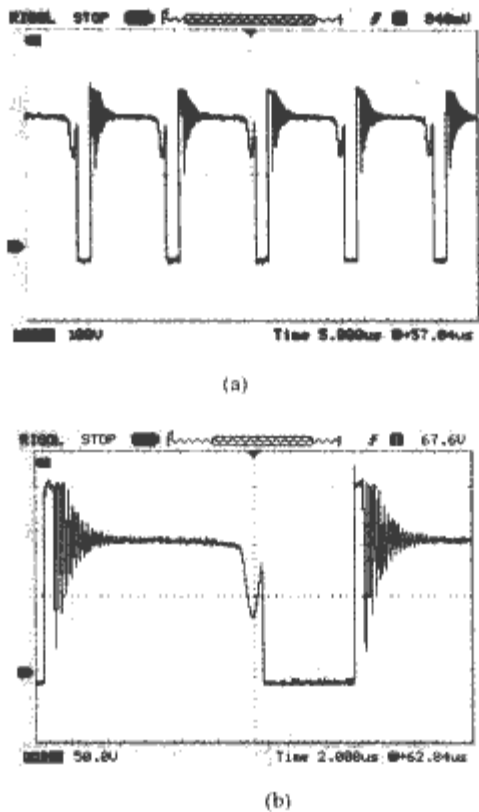


图 13.2-6 半导体器件两端的振荡电压尖峰
(a) 普通；(b) 局部放大图形

通常功率半导体器件安装在散热片上，散热片与功率半导体器件的金属外壳相连，由于散热片面积与功率半导体器件金属外壳的表面积均比较大，因此散热片与功率半导体金属外壳之间会形成一个很大的寄生电容。通常 MOSFET 的漏极、IGBT 的集电极、二极管的阳极与金属外壳是相连的，MOSFET 的漏极、IGBT 的集电极以及二极管的阳极其电压变化率都很大，很容易通过散热片与金属外壳之间的寄生电容将位移电流耦合到地线中去，形成共模传导干扰。另外，散热片本身也相当于一个发射天线向外辐射电磁场。

1.2.4 整流电路造成的谐波干扰和电磁噪声

整流电路是电力电子系统的最基本电路之一，由于它与交流供电电网直接相连，所以它本身产生的谐波干扰和电磁噪声以及由它供电的后级电路产生的电磁噪声，均可通过整流电路，以传导耦合的形式引入电网，造成对接在同一电网内的其他设备的干扰。

图 13.2-7 (a) 所示为一个典型的带电容滤波的单相桥式电压型不控整流电路，由于输出滤波电容的作用，二极管只在输入电压峰值附近导通，使网侧电流波形不是正弦波，而是如图 13.2-7 (b) 所示的脉冲波形，该波形包含大量的谐波电流，该谐波电流在交流电网内阻抗上产生的压降，会造成网侧相电压波形畸变，见图 13.2-7 (b)。首先它给电网带来谐波干扰，同时如前所述的二极管或其他可控器件在开、关过程中产生的电流或电压的快速变化，会造成 EMI。

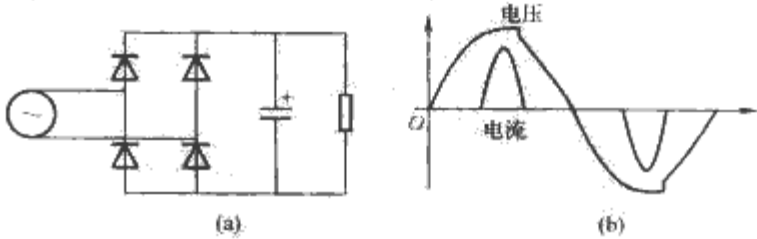


图 13.2-7 带电容滤波的单相桥式电压型不控整流电路及输入电压电流波形
(a) 电路；(b) 电压电流波形

图 13.2-8 所示为一个典型的电磁滤波三相全桥可控整流电路及网侧电流电压波形，在可控硅整流器换流时，由于

网侧接的大电抗器的影响,使网侧相电压波形出现换流缺口,换流缺口处的大的电压变化率 du/dt 通过公共电网也会造成电磁噪声。

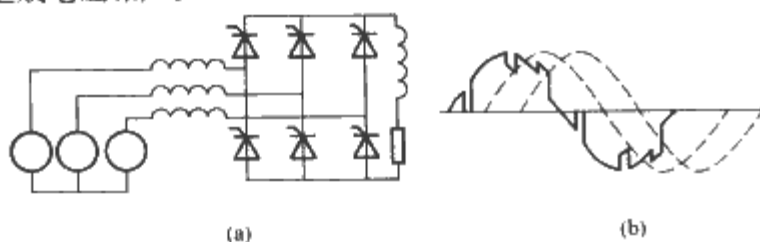


图 13.2-8 电感滤波三相全桥可控整流电路及网侧电流电压波形
(a) 电路; (b) 网侧电流电压波形

2 电力电子电路/系统干扰耦合途径

了解电磁干扰源产生的发射是如何耦合到敏感设备上,是进行电磁兼容设计的基础。

电磁干扰源把噪声能量耦合到被干扰对象有两种方式:传导耦合方式和辐射耦合方式。

传导耦合是指电磁噪声的能量在电路中以电压或电流的形式,通过金属导线或其他元件(如电容器、电感器、变压器等)耦合至被干扰设备(电路)。根据电磁噪声耦合的特点,传导耦合可分为直接传导耦合、公共阻抗耦合和转移阻抗耦合3种。传导耦合也有其他分类方法,例如参考文献[6]把传导耦合分为通过电源线和信号线的耦合、共阻抗耦合,近场耦合3种,其中近场耦合又分为容性或电场耦合以及感性耦合或磁场耦合2种。

辐射耦合是指电磁噪声的能量,以电磁场能量的形式,通过空间辐射传播,耦合到被干扰设备(电路)。根据电磁噪声的频率、电磁干扰源与被干扰设备(电路)的距离,辐射耦合可分为远场耦合和近场耦合两种情况。在讨论电力电子系统的电磁兼容性问题时,绝大多数是“近场”或感应场的耦合问题。

综上所述,可以把一个简单系统中电磁噪声耦合途径归纳表示,如图13.2-9所示。

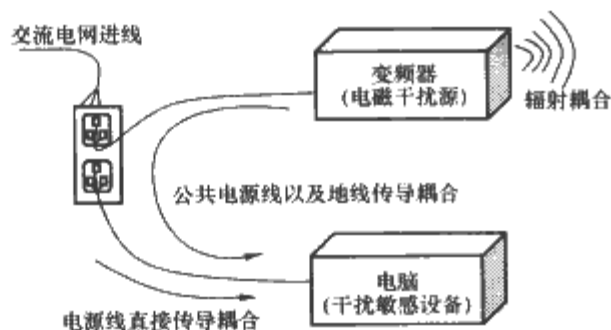


图 13.2-9 简单系统电磁噪声耦合途径

严格地说,上述分类并不是绝对的,而是相互联系的。如公共地阻抗耦合从本质上讲,是属于电导性直接传导耦合的一种特例;又如,在电容性传导耦合中,若电容为分布电容,而不是人为接的电容器或在电感性传导耦合中,耦合电感为两电路之间的寄生磁耦合电感——互感——而不是人为接的一个电感器或变压器,则这种所谓直接传导耦合只是一种集中等效电路分析的概念,严格地讲,它们的物理本质仍应当属于近场辐射耦合。

2.1 传导耦合

传导耦合包括直接传导耦合、公共阻抗传导耦合和转移阻抗耦合。

直接传导耦合是指噪声直接通过导线、电阻器、电容器、电感器或变压器等实际或寄生元件耦合到被干扰设备(电路)。常见的例子如隔离式开关电源一次产生的电磁干扰通过变压器的寄生电容耦合到二次输出电路中,使得二次侧输出电路上包含了很多频率很高的电压毛刺。

公共阻抗传导耦合是指噪声通过印刷板电路中的PCB导线或机壳接地线、设备的公共安全接地线以及接地网络中的公共地阻抗产生公共地阻抗耦合;噪声通过交流供电电源及直流供电电源的公共电源阻抗,产生公共电源阻抗耦合。

转移阻抗耦合是指干扰源发出的噪声不是直接传送到被干扰对象,而是通过转移阻抗,将噪声电流(或电压)转变为被干扰设备(电路)的干扰电压(或电流)。从本质上说,它是直接传导耦合和公共阻抗传导耦合的某种特例,只是用转移阻抗的概念来分析比较方便。

从根本上说,分析任何电路的性能时,最精确的解答应当是解麦克斯威尔(Maxwell)方程,因为任何路和场的问题均统一在麦克斯威尔方程的解答中。这些方程通常是3个空间变量(X, Y, Z)和1个时间变量(t)的函数。很显然,用这个方法即使解一个最简单的问题也是非常复杂的。为了避免这种因过于严格而造成的不必要的复杂性,人们在从事大多数工程设计时,通常采用人们熟知的近似分析技术,即等效电路分析。等效电路分析不考虑空间变量(X, Y, Z),只考虑一个时间变量。但用等效电路分析时必须满足下列3个条件:①电路的几何尺寸要比噪声波长短得多;②所有电场均集中在电容器中;③所有磁场均集中在电感器中。这时,原来解分布参数电磁场的问题,可简化成为解集总参数的电路问题。幸运的是,在大多数工业系统的EMI问题中,上述第一点假设是容易满足的。例如,1MHz信号对应的波长约为300m,而300MHz信号对应的波长约为1m,所以在进行电路板设计时,简化成集总参数的电路问题来处理通常是合理的。当然,当噪声频率很高或被分析系统尺寸很大时,可能必须用场的概念进行分析,但是这时往往实际设备的边界条件十分复杂,是很难求解的。

2.1.1 直接传导耦合

2.1.1.1 电导性耦合

电导性直接传导耦合是最简单、最常见的一种耦合方式,如图13.2-10所示。连接两元件或设备(系统)之间的导线、铜排或电缆,并非一个电阻为零的理想导体或一定阻值的纯电阻,而是一个阻抗元件。在考虑EMC问题时,必须考虑导线不但有电阻,而且有电感 L_t ,漏电阻以及杂散电容 C_p ,它们将构成一个谐振回路。其谐振频率为

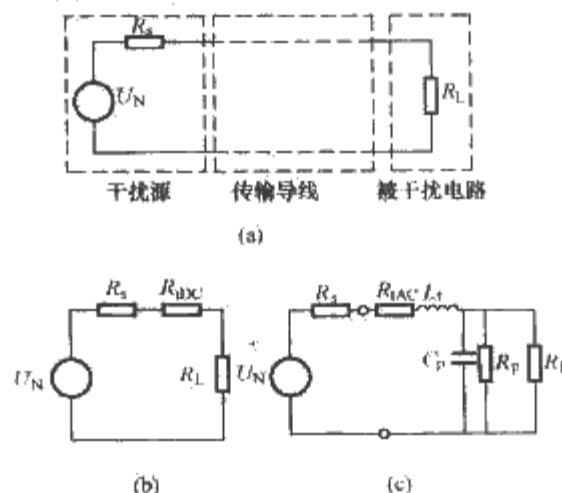


图 13.2-10 电导性直接传导耦合
(a) 电导传输的实际线路; (b) 低频等效电路;
(c) 高频等效电路

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_p}} \quad (13.2-3)$$

(1) 导线的直流电阻为

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{A} = \frac{l}{A\sigma} \quad (13.2-4)$$

式中： R_{DC} 为导线的直流电阻， Ω ； l 为导线的长度，m； A 为导线的截面积， m^2 ； ρ 为导线的电阻率， $\Omega \cdot m$ ； σ 为导线的电导率 $\sigma = \sigma_r \sigma_{Cu}$ ，其中， σ_{Cu} 为铜的电导率， σ_r 为其他金属对铜的相对电导率。

(2) 导线的交流电阻。在高频时，由于集肤效应的作用，导线中流动的电流趋向表面，从导线的表面向导体中心电流按指数分布，即

$$\frac{di}{dx} = i_o e^{-x/\delta}$$

则有

$$i = i_o (1 - e^{-x/\delta}) \quad (13.2-5)$$

式中： i_o 为流过导线的总电流，A； x 为导体表面向导体中心的距离； δ 为集肤深度。集肤深度的单位一般为 mm，有

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = \frac{66}{\sqrt{\mu_r \sigma_r f}} \quad (13.2-6)$$

式中： μ 是金属导体的磁导率，且 $\mu = \mu_r \mu_c$ ； μ_c 为铜的磁导率， $\mu_c = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ ； μ_r 为其他金属对铜的相对磁导率； f 为频率，Hz。

根据式 (13.2-6)，得出几种常用导线材料的集肤深度与频率的关系，见表 13.2-2。

表 13.2-2 几种常用导线材料的集肤深度与频率的关系

δ (mm) \ f (Hz)	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8	10^9	μ_r	σ_r
材料										
铜 (Cu)	6.7	2.1	0.67	0.21	0.067	0.021	0.0067	0.0021	1	1
铝 (Al)	8.8	2.75	0.88	0.275	0.088	0.028	0.0088	0.0028	1	0.57
铁 (Fe)	1.1	0.35	0.11	0.035	0.011	0.0035	0.0011	0.0004	200	0.17

从表 13.2-2 中可以看出，对于一根直径为 1.6mm 的铜导线，当频率在 10kHz 时，集肤效应已明显地表现出来了，当频率在 100kHz 以上时，集肤效应就十分严重了。

在集肤效应的作用下，高频电流只在靠近表面部分流动，所以导线载流的有效截面积 A_{eff} 要比导线本身的截面积小，导致导线的高频电阻（或交流电阻） R_{AC} 要比它的直流电阻 R_{DC} 大，即

$$R_{AC} = R_{DC} \frac{A}{A_{eff}}$$

以圆截面导线为例，近似认为电流“均匀”地在离表面深度为 δ 厚度的金属中流动，则 $A_{eff} = \pi D \delta$ ， D 为导线的直径，这样有

$$R_{AC} = R_{DC} \frac{D}{4\delta}$$

若该导线直径为 0.2mm，长度为 10cm，材料为铜，从表 13.2-2 可知，当频率低于 1MHz 时， $\delta > 0.067mm$ ，可以不用考虑集肤效应，这时导线的直流电阻 $R_{DC} = 55m\Omega$ ，频率高于 1MHz 时，该导线的交流电阻值列于表 13.2-3 中。

表 13.2-3 一根长为 10cm，直径为 0.2mm 铜导线的电阻值

R_{DC} (m Ω)	R_{AC} (m Ω)			
	$<10^6$ Hz	10^7 Hz	10^8 Hz	10^9 Hz
55	55	137.5	410.4	1370

若导线为印制板上一条厚度为 t 的铜箔条，则该铜箔条的交流电阻为

$$R_{AC} = R_{DC} \frac{l}{\delta}$$

表 13.2-4 列出一条宽为 1mm、厚为 0.03mm、长为 10cm 的铜箔条，在不同频率下的交流电阻值。

表 13.2-4 宽为 1mm、厚为 0.03mm、长为 10cm 铜箔条的交流电阻值

R_{DC} (m Ω)	R_{AC} (m Ω)			
	$<10^6$ Hz	10^7 Hz	10^8 Hz	10^9 Hz
57.333	57.333	58.273	82.41	260

(3) 导线的等效电感。如前所述，导线存在着等效电感 L_t ，它对电路中噪声和瞬态信号的影响十分重要，甚至在低频下，一根导线的感抗，也可能会大于它们自身的电阻。前面已经提到导线或电缆的寄生电感，是引起电力电子设备功率半导体开关关断电压尖峰引起电磁干扰的重要原因，同时对于高频数字电路及电力电子设备的控制电路来说，线路的寄生电感是影响信号传输完整性的重要原因。

一根导线的总电感量 L_t ，等于它的外电感量 L_w 和内电感量 L_R 之和，即 $L_t = L_w + L_R$ 。内电感是用来描述导体内部磁场效应的，通常要比外电感量小得多，特别在高频时，集肤效应使电流集中在导线外表流过，这时内电感更小，所以，通常一根导线的等效电感量可用其外电感量决定。这里只讨论外部电感。

一根直的圆导线，若直径为 D ，离地面的高度为 h ，且 $h > 1.5D$ ，则该导线单位长度的外部电感为

$$L_w = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{4h}{D}\right) \quad (H/m) \quad (13.2-7)$$

自由空间的磁导率 $\mu = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ ，代入式 (13.2-7) 可得

$$L_w \approx 0.2 \ln\left(\frac{4h}{D}\right) \quad (\mu H/m)$$

若该导线为印制板上的铜箔条，则

$$L_w \approx 0.2 \ln\left(\frac{2h}{w+t}\right) \quad (\mu H/m)$$

式中： w 为铜箔的宽度； t 为铜箔的厚度。

表 13.2-5 列出了不同直径圆形导线的外电感和直流电阻值。这些数值表明，导线越靠近地平面，外电感越小。这是因为，在计算中是把地平面当作是电流返回电路的。当离地平面高度超过几厘米以后，电流流过该导体产生的全部磁通均被导线和地平面构成的回路所包含，这时外电感的大小与该导线在自由空间中的电感值就十分接近了。表 13.2-5 中的数据还表明导线越粗，等效外电感越小，但是由于等效外电感量与导线的直径倒数的对数值成正比，增加导线的直

径, 并不能非常有效地减小等效外电感。

表 13.2-5 不同直径圆形导线的外电感和直流电阻值

导线尺寸 (AWG)	直 径 (cm)	直流电阻 (mΩ/cm)	电感量 (μH/cm)		
			离地面的高度 h		
			0.635cm	1.27cm	2.54cm
26	0.041	1.33	0.008 27	0.009 84	0.011 0
24	0.051	0.84	0.007 87	0.009 06	0.010 6
22	0.064	0.53	0.007 48	0.008 66	0.010 2
20	0.081	0.33	0.006 69	0.008 27	0.009 45
18	0.102	0.21	0.006 30	0.007 87	0.009 06
14	0.163	0.08	0.005 51	0.006 69	0.008 27
10	0.259	0.03	0.004 72	0.005 91	0.007 48

当用两根平行导线, 均匀流过大小相等方向相反的电流时, 忽略内电感, 其自感量

$$L = 0.394 \ln \left(\frac{2d}{D} \right) \quad (\mu\text{H/m})$$

式中: d 为两导线的中心距离; D 为导线的直径。对各种几何结构的平行导线电感量的计算可参看有关文献。

(4) 导线的特征阻抗。从上面讨论可见, 高频时连接导线(电缆)的阻抗主要是感抗, 当连接电缆很长时(例如几十至几百米), 即使在低频时感抗也是很大的。这对于信号的传输不但不利, 而且会增强高频噪声的传导耦合。

为了有效地减小导线电感对信号传输的不良影响及减小噪声传导耦合, 良好的 EMC 设计应将连接导线制成均匀传输线的形式(单位长度电感、电阻、分布电容均匀一致)并使传输线的特征阻抗 Z_0 (单位为 Ω) 与负载阻抗匹配。

常见的传输线结构有地平面上的圆直导线、地平面上的条状导线、平行圆直导线、同轴电缆等, 如图 13.2-11 所示。

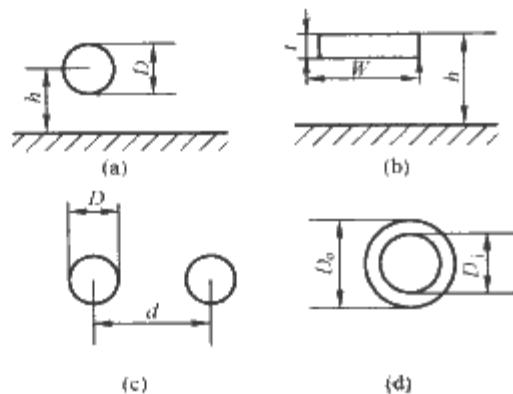


图 13.2-11 几种常见的传输线结构
(a) 地面上的圆直导线; (b) 地面上的条状导线;
(c) 平行圆直导线; (d) 同轴电缆

圆直导线—地平面传输线的特征阻抗为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cosh^{-1} \left(\frac{2h}{D} \right)$$

或
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{2h}{D} + \sqrt{\left(\frac{2h}{D} \right)^2 - 1} \right]$$

当 $\frac{2h}{D} \gg 1$ 时, 有

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{4h}{D} \right)$$

式中: ϵ_r 为相对介电常数。

印刷板上条状导线—地平面传输线的特征阻抗为

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \frac{h}{w} \quad (t \ll h \ll w)$$

平行圆直导线的特征阻抗为

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \cosh^{-1} \left(\frac{d}{D} \right)$$

或

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{2d}{D} \right) \quad (d \gg D)$$

同轴电缆的特征阻抗为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{D_0}{D_i} \right)$$

2.1.1.2 电感性耦合或者磁感应耦合

电感性耦合是指干扰源产生的噪声磁场与邻近导体耦合, 并在其上感应产生一干扰电压, 以互感的形式产生传导性干扰, 该噪声电压通常与有用信号串联, 直接干扰敏感电路。

假设噪声磁场的磁通密度为 B , 穿过一个闭合面积为 A 的闭合回路, 则在该回路中产生感生干扰电压 U_N , 即

$$U_N = - \frac{d}{dt} \int_A B \cdot A \quad (13.2-8)$$

式中: B 和 A 均为矢量。

如果该闭合回路固定不变, 磁通密度为正弦波, 式(13.2-8)积分后可得

$$U_N = j\omega B A \cos\theta$$

如图 13.2-12 所示, A 为闭合回路的面积, B 为角频率为 ω 的正弦磁通密度的有效值, U_N 为感应电压的有效值。可见, 为了减小感生的噪声电压, 必须减小 B 、 A 或 $\cos\theta$, 而且噪声电压大小还直接与频率成正比。

$$U_N = j\omega B A \cos\theta$$

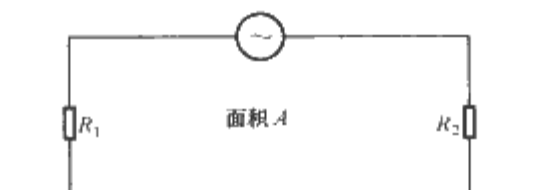


图 13.2-12 噪声磁场在被干扰电路的闭合回路中感生噪声电压

这一关系也可以用两个电路之间的互感 M 来表示, 其中 I_1 为干扰电路中流过的电流。

$$U_N = j\omega M I_1 = M \frac{di_1}{dt} \quad (13.2-9)$$

式(13.2-8)和式(13.2-9)是描述两个电路之间磁耦合的基本方程。互感 M 的大小与导体的邻近程度, 导体的形状, 导体相邻的长度以及是否采用屏蔽有关。不同电路的导体或者电缆如果紧挨着运行, 它们之间的磁场耦合相当强, 在实际应用中必须设法避免这种情况发生。对于信号导线(电源导线)及其回流导线, 在保证足够绝缘的前提下, 应该尽量保证它们之间的距离最小, 因为信号导线(电源导线)及其回流导线的电流大小相等方向相反, 它们之间的磁场几乎能够互相抵消, 他们之间的互感大大减小, 对减小因为磁场耦合引起的电磁干扰有利。一般而言, 假设信号导线(电源导线)及其回流导线的距离为 D , 那么它们之间的互感 M 的大小与 $\log D^2$ 成反比例, 但是对于两个独立电路的导线, 它们之间的互感 M 的大小与 $\log D$ 成反比例。与自感一样, 当有地平面而且返回电流经过地平面返回源端时, 互感 M 将比没有地平面时要小, 且与地平面的距离越近, 互感就越小。

如图 13.2-13 所示,当没有地平面时,假设导体直径大小远远小于两个导体之间的距离,则两个导体之间的互感 M 可以用式 (13.2-5) 计算,即

$$M = 0.002 \times l \times \ln\left(\frac{2l}{D} + \frac{D}{l} - 1\right) \quad (13.2-10)$$

当两个导体均以地平面为回流导体时,导体间的互感用式 (13.2-6) 进行计算。

$$M = 0.001 \times l \times \ln 1 + \left(\frac{2h}{D}\right)^2 \quad (13.2-11)$$

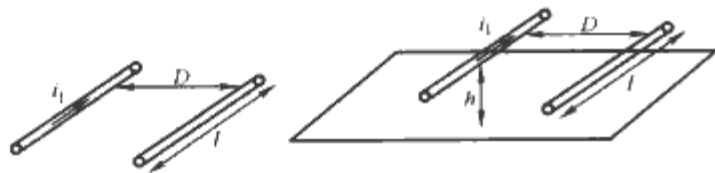


图 13.2-13 导体之间的互感

对长 1m, 距离为 5cm 的两根导体,当没有地平面时,它们之间的互感为 $0.55\mu\text{H}$,当距离地平面为 0.25cm 时,它们之间的互感为 $0.004\mu\text{H}$,可见地平面对于减小互感很重要。

对电力电子电路/系统而言,磁性元件例如变压器和电动机附近电路的磁场耦合最为明显。变压器和电动机磁心附近的磁场比载有相同电流的导体附近的磁场要大得多,因此敏感电路或者元器件特别是对磁场敏感的电路或者元器件(例如传感器)在布局布线时尽量不要与变压器或者电动机距离太近。磁场的衰减与距离成反比例,降低它们之间的距离对降低磁场耦合的效果非常明显。

磁场屏蔽通常难于实现,因为大多数导电材料例如铜和铝对磁场特别是低频磁场的屏蔽效能都不高,铁磁材料的屏蔽效果比较好,但是要达到好的屏蔽效果则装置的体积质量将大为增加。为了减小磁场耦合,实用的方法是在敏感导体或者噪声发射导体外在包一层良导体材料,利用这层良导体材料产生大小相等方向相反的电流降低互相之间的磁场耦合。或者采用双绞线的结构也可以起到很好的抵消磁场耦合的作用。

2.1.1.3 电容性耦合或者电场耦合

当导体之间有电压差就会在两导体之间产生电场。该电场将在被干扰电路上产生干扰电压,形成容性耦合或者电场耦合。

两个导体之间的电容耦合如图 13.2-14 所示。其中电容 C_{12} 是导线 1 与 2 之间的杂散电容。电容 C_{1G} 和 C_{2G} 分别是导体 1 和 2 与地之间的总电容(包括杂散电容及外接电容), R 为导体 2 对地外接的电阻。

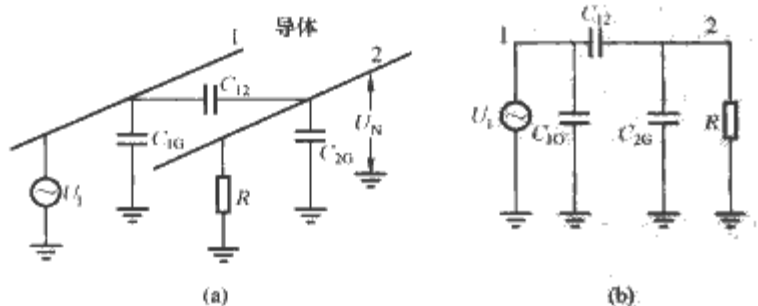


图 13.2-14 两个导体之间的电容耦合
(a) 物理模型; (b) 等效电路

设加在导体 1 上的电压 U_1 是干扰源,导体 2 为被干扰电路, R 为被干扰电路的等效负载阻抗。显然,被干扰电路由于电容耦合,在导体 2 对地之间产生的噪声电压 U_N 可以表示为

$$U_N = \frac{j\omega[C_{12}/(C_{12} + C_{2G})]}{j\omega + 1/R(C_{12} + C_{2G})} U_1 \quad (13.2-12)$$

通常情况下负载阻抗 $R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$ 所以有

$$U_N \approx j\omega R C_{12} U_1$$

式 (13.2-7) 表明,与感性耦合的不同是,由电容耦合而产生的噪声电压不仅与干扰源的频率、干扰源及被干扰电路之间的杂散电容及噪声电压成正比,噪声电压还与被干扰电路的等效负载阻抗 R 有关系, R 越大,噪声电压越大。因此对于高阻抗电路很容易受到容性耦合的干扰。

如果 $R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$, 则式 (13.2-12) 可简化为

$$U_N = \left(\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}}\right) U_1$$

这时电容耦合产生的噪声电压只取决于 C_{12} 与 C_{2G} 的分压比,与频率无关。

图 13.2-14 并不表明要产生容性干扰的必要要素是两导体之间必须共参考地。即使是完全隔离的电路之间还是会产生容性耦合,只不过这个时候的耦合电容除了导体之间的耦合电容,还包括导体与可能的共同参考点之间的电容。

由式 (13.2-12) 可知,若 U_1, ω 不变,为了减小电容耦合引起的传导干扰,就必须减小 R 和 C_{12} 。 R 常常是电路本身要求所决定的, C_{12} 可通过增大两导体之间的距离 D 和减小导体本身的直径 d 来实现。平行导体之间的电容耦合与两导体间距的关系如图 13.2-15 所示,电容耦合 C_{12} 的大小可以用式 (13.2-13) 计算,其中 l 为导体的长度。式 (13.2-13) 中的长度单位均为 cm,电容单位为 pF,并假设 $\epsilon_r = 1$ 。从式 (13.2-13) 可见,耦合电容的大小与两根导线的长度成正比,增大导线之间的距离可以迅速减小耦合电容。当 $D/d > 40$ 以后,对削弱电容耦合改善不明显。

$$C_{12} = \frac{0.885 \times l \times \pi}{\text{acosh} \frac{D}{d}} \quad (13.2-13)$$

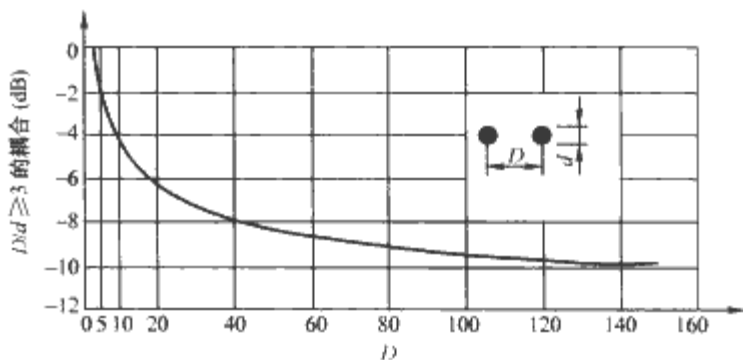


图 13.2-15 电容耦合与两导体间距的关系

不只是平行导体之间存在电容耦合,任意角度接近的带电导体之间都存在耦合电容,它们之间的距离,物体的外形,物体之间的介质等对容性耦合均有较大影响。在电力电子电路/系统中,散热片通过容性耦合成为重要的干扰源,就是因为散热片表面积大,与功率半导体器件的金属外壳之间形成很大的寄生电容。

电场的屏蔽比磁场容易得多。只要在干扰源和受干扰的电路之间放置一个接“干净”地的良导电材料,就可以影响电场的分布,起到屏蔽电场的作用。对电磁干扰敏感的电路还可以采用屏蔽电缆,下面详细分析屏蔽电缆对容性耦合的影响。

(1) 屏蔽对电容耦合的影响。众所周知,削弱电容耦合的有效手段是静电屏蔽。为了阐明静电屏蔽对削弱电容耦合的作用,先假设图 13.2-16 中的 $R = \infty$, 并为被干扰导体 2

加一层屏蔽层,如图 13.2-16 (a) 所示,其等效电路如图 13.2-16 (b) 所示。从图 13.2-16 (b) 可见,屏蔽层上产生的噪声电压为

$$U_S = \left(\frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}} \right) U_1$$

由于 C_{2S} 中无电流流过,所以,有

$$U_N = U_S$$

也就是说,这时被干扰电路虽然加了屏蔽,但屏蔽层没有接地,所以没有屏蔽效果。如果屏蔽层不接地,由于屏蔽层面积比普通导线大,耦合电容也大,干扰耦合电压甚至会比不加屏蔽层时还要大。如果将图 13.2-16 中的屏蔽层接地,则 $U_S=0$ 。如果屏蔽十分理想,即导线 2 (芯线) 与导线 1 之间漏电容为零,则导线 2 上的噪声电压 U_N 也应为零。

实际应用中,芯线总是有一部分暴露在屏蔽层外,在这种情况下,即使屏蔽层接地,芯线上也会通过电容耦合产生噪声电压,如图 13.2-17 所示。前面讨论中假设 $R=\infty$,实际上 R 为有限值,图 13.2-18 所示为漏电容 C_{12} 引入电容耦合干扰的实际情况,从中可得

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})} \text{ 时, 有}$$

$$U_N = j\omega R C_{12} U_1 \quad (13.2-14)$$

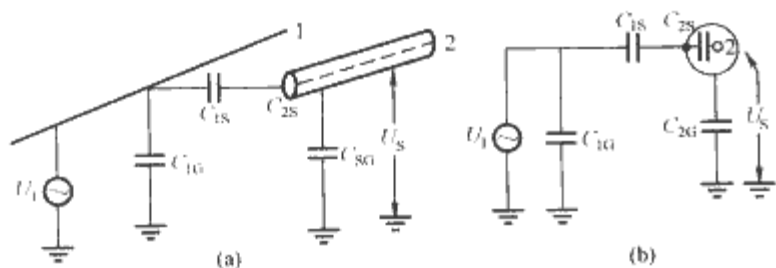


图 13.2-16 屏蔽层浮空不起屏蔽作用
(a) 物理模型; (b) 等效电路

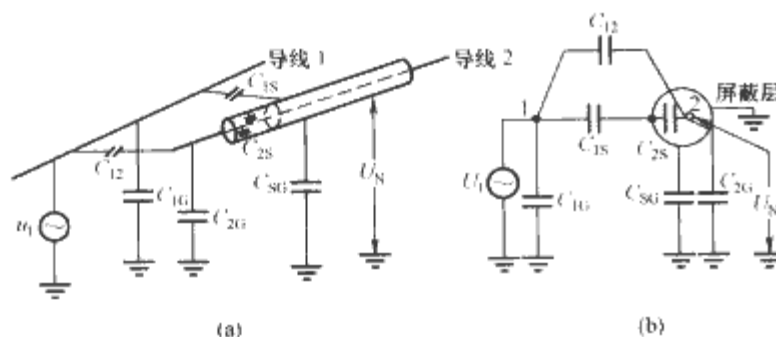


图 13.2-17 芯线超出屏蔽层,漏电容 C_{12} 引入电容耦合干扰
(a) 实际线路; (b) 等效电路

式 (13.2-14) 与屏蔽层不接地时的情况完全相同,但是,由于屏蔽层接地, C_{12} 已大大减小了。所以,从以上分析可见,噪声电压的大小,关键取决于 C_{12} 的大小,也就是芯线 2 超出屏蔽层的程度。综上所述,良好的电场屏蔽必须满足下列条件:①露出屏蔽层之外的芯线部分越短越好;②屏蔽层必须良好接地。没有与电路中任何节点相连的金属导体对电场的屏蔽是没有意义的。这里所指的接地并不是指一定与真正的大地相连,而是指“干净”的节点,这里的“干净”节点是指电动势稳定、没有高频毛刺干扰的节点。屏蔽层不要与带有干扰电压的节点相连,否则反而会加重容性耦合。例如开关电源中的高频变压器,如果要减小一次侧与二次侧之间的电容耦合,可以在一次与二次绕组之间加上静电屏蔽层,该静电屏蔽层可以与交流输入整流后的正母线或者负母

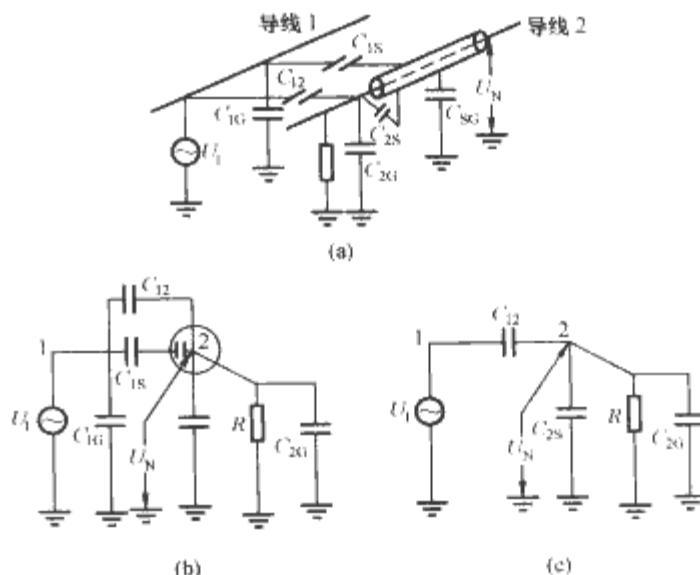


图 13.2-18 漏电容 C_{12} 引入电容耦合干扰的实际情况
(a) 物理模型; (b) 等效电路; (c) 接地系统的简化等效电路

线相连,因为该正母线以及负母线的电压相对比较稳定,高频毛刺少,比较“干净”。如果选择负母线作为接地点,则特别要注意,不要选择与功率半导体的节点相连,而是选择直接与滤波电容负端节点相连。

(2) 设备内部各元件间的寄生耦合电容计算。设备内部的各种元件和导线,都具有一定的电位,相互之间都存在着分布电容与电容耦合。在考虑电容耦合时不可能不加取舍,否则,将导致问题复杂到无法处理。通常,应当重点考虑电位最高、电场最强的元器件,把它们当作主要的干扰源;同时应考虑信号最弱或对噪声最灵敏的元器件,把它们当作接收器,然后再估算出它们之间的耦合电容,进而分析它们的电容耦合噪声。

2.1.1.4 公共阻抗耦合

当干扰源的输出回路与被干扰电路存在一个公共阻抗时,两者之间就会产生公共阻抗耦合。干扰源的电磁噪声,将会通过公共阻抗耦合到被干扰电路而产生干扰。公共阻抗耦合主要包括公共地阻抗耦合和公共电源阻抗耦合。所谓“公共阻抗”常常不是人们故意接入的阻抗,而是由公共地线和公共电源线的引线电感所造成的阻抗和不同接地点间的地电位差造成的寄生耦合,这是讨论公共阻抗耦合的重要立足点。

(1) 公共地阻抗耦合。最简单的公共地阻抗耦合。示意如图 13.2-19 所示。

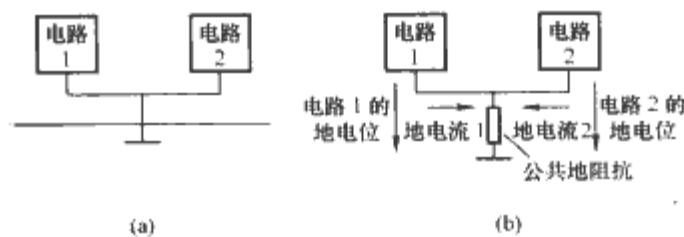


图 13.2-19 最简单的公共地阻抗耦合
(a) 原理电路图; (b) 分析 EMI 的等效电路

图 13.2-19 中,电路 2 为干扰源的相关电路,电路 1 为被干扰电路的敏感部分。电路 2 的噪声电流,将通过公共地阻抗耦合到电路 1 的输入端,而对电路 1 造成干扰。

一般地说,所谓公共地阻抗耦合,是指一台电子设备内部的印刷板上的放大器或数字逻辑电路的信号回路,通过公共地线产生的耦合;或者两台以上的电子设备(系统)之间存在一段公共地线产生的耦合。视具体情况,该公共地线可能是信号地线,也可能是公共安全接地线,它们包括金属接

地线、接地板、接地网以及可以接地线的公共水管或暖气管道等。公共地阻抗耦合的等效电路如图 13.2-20 所示。

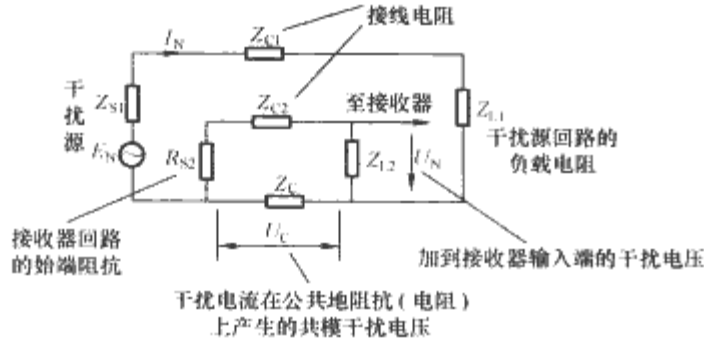


图 13.2-20 公共地阻抗耦合的等效电路

图中， E_N 为干扰源的输出噪声电压， Z_{S1} 为干扰源的输出阻抗， Z_{L1} 为干扰源回路的负载阻抗， Z_{C1} 为干扰源回路的连接线阻抗， Z_{S2} 为被干扰电路的入端阻抗， Z_{L2} 为其负载阻抗， Z_{C2} 为被干扰电路连接线阻抗。 Z_C 为两电路的公共地阻抗。从图 13.2-20 可见，干扰源产生的噪声电压 U_1 ，在干扰源回路中产生驱动电流 I_N ，在 Z_C 上建立一个公共阻抗耦合的噪声电压 U_C ，从而在被干扰电路中造成干扰。

(2) 公共电源阻抗耦合。最简单的公共电源阻抗耦合示例如图 13.2-21 所示。

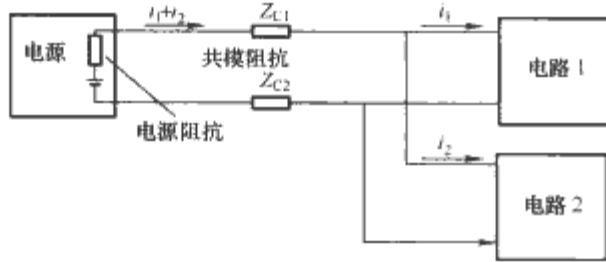


图 13.2-21 最简单的公共电源阻抗耦合

图 13.2-21 中 1 和 2 可能是电路，也可能是系统或装置；电源可以是公共直流供电电源，也可以是交流供电电源，公共阻抗 Z_{C1} 、 Z_{C2} 为供电母线的阻抗，如前所述它们通常为电感性的。显然 i_1 和 i_2 在公共阻抗 Z_{C1} 、 Z_{C2} 上产生的压降，将使电路 1 和电路 2 产生耦合。

2.1.2 转移阻抗耦合

当讨论同轴电缆的芯线与其屏蔽层的耦合问题时，用转移阻抗的方法常常是比较方便的，其实它的物理实质仍属电磁感应。

图 13.2-22 所示为同轴电缆的转移阻抗示意图，设其屏蔽层为实金属壁并存在一定厚度，图 13.2-22 (a) 表示芯线上电场为 E_{11} ，流过的电流为 I_1 ，在屏蔽层感生的电场强度为 E_{22} ，电流为 I_2 ，而图 13.2-22 (b) 则表示电缆屏蔽层的外表面有电流 I_2 流过，其电场强度为 E_{22} ，在芯线上产生感生电流 I_1 和 E_{11} 。

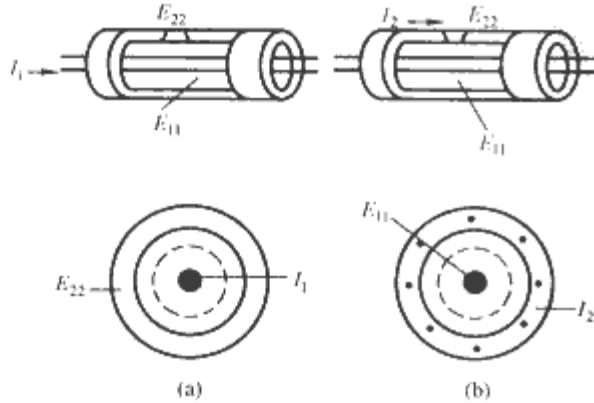


图 13.2-22 同轴电缆的转移阻抗示意图
(a) 情况 1；(b) 情况 2

根据四端网络理论，可以定义如下 4 种阻抗：

$$Z_{12} = \frac{E_{22}}{I_1} \quad Z_{21} = \frac{E_{11}}{I_2}$$

$$Z_{11} = \frac{E_{11}}{I_1} \quad Z_{22} = \frac{E_{22}}{I_2}$$

式中： Z_{21} 及 Z_{12} 为转移阻抗，分别表征芯线电流对电缆屏蔽外层的影响以及电缆屏蔽外层电流对芯线的影响，显然 $Z_{12} = Z_{21}$ ； Z_{11} 表征芯线的阻抗； Z_{22} 表征电缆屏蔽层的阻抗。

实壁同轴电缆的转移阻抗及自阻抗可用式 (13.2-15) 计算：

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{\sqrt{j k \rho}}{2\pi \sqrt{r_1 r_2}} \cdot \frac{1}{\text{sh} \sqrt{j k t}} \quad (13.2-15)$$

$$Z_{11} = \frac{\sqrt{j k \rho}}{2\pi r_1} \cot \sqrt{j k t}$$

$$Z_{22} = \frac{\sqrt{j k \rho}}{2\pi r_2} \cot \sqrt{j k t}$$

$$k = \sqrt{\omega \mu \sigma} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{\rho}}$$

式中： ρ 为电阻率，对于铜， $\rho = 17.241 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{km}$ ； μ 为磁导率，对于铜， $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-4} \text{ H/km}$ ； r_1 为电缆屏蔽筒的内半径； r_2 为电缆屏蔽筒的外半径； t 为电缆屏蔽筒壁的厚度， $t = r_2 - r_1$ ； ω 为角频率。

式 (13.2-15) 表明，实壁同轴电缆的转移阻抗，与角频率的平方根及壁的厚度成反比，这是因为集肤效应的关系。显然，频率越高或屏蔽层越厚，转移阻抗越小，即电缆屏蔽外层中的电场及电流对芯线的影响以及芯线中电场及电流对屏蔽外层的影响也愈小。

至于磁场耦合情况，由于磁场耦合会感生电流，这样，从转移阻抗就很容易求得感生的感扰电压。在实际应用中，同轴电缆的外屏蔽层常常不是实壁的，而且电缆有各种形式，理论计算比较复杂且不准确，所以常常用实验方法测得。图 13.2-23 所示为几种典型的同轴屏蔽电缆的结构示意图，图 13.2-24 所示为它们的实测转移阻抗与频率的关系。

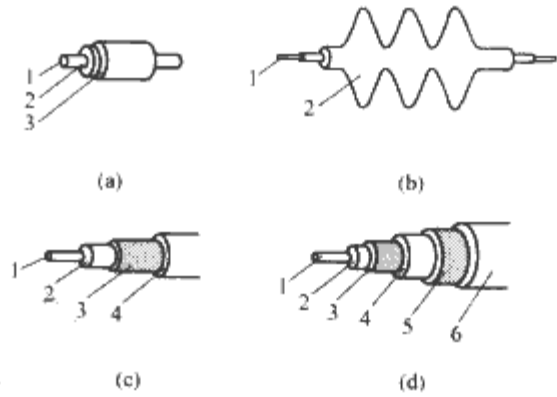


图 13.2-23 几种典型的同轴屏蔽电缆的结构示意图

1—实壁金属屏蔽套 (0.2mm) 导线；2—实壁波纹管套 (1mm) 导线；3—两层编织屏蔽套连在一起的同轴电缆；4、5—单层屏蔽套同轴电缆；6—双层编织屏蔽套同轴电缆

图 13.2-24 表明，实壁刚性或实壁挠性（波纹管）屏蔽的屏蔽有效性最好，即转移阻抗最小，且转移阻抗随频率的提高而下降。编织套的屏蔽性最差，特别是单层编织套屏蔽电缆的转移阻抗，随频率的增高而单调增加。这是因为，编织套屏蔽层不存在集肤效应，其内表面和外表面电流是一样的，频率较低时（小于 100kHz）转移阻抗与屏蔽层表面阻抗成正比，而当频率较高时（大于 1MHz），转移阻抗则主

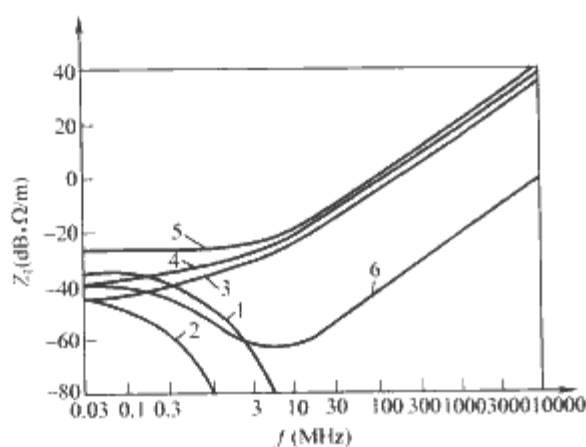


图 13.2-24 同轴屏蔽电缆的实测
转移阻抗与频率的关系

要取决于芯线与屏蔽层的互感,所以单调增加。

2.2 电磁辐射耦合

2.2.1 静电场、感应电磁场和辐射电磁场

辐射电磁场是干扰耦合的另一个重要途径,对于辐射耦合,短单极天线作用的线路和电缆以及小环天线作用的线路和电缆,都可能向外辐射电场或磁场。

对于电力电子电路/系统,变压器对电缆、变压器对机壳、变压器对控制回路、电路中各种等效天线例如散热器对电缆之间、散热器对机壳之间、散热器对控制回路之间、电缆与机壳之间、电缆与电缆之间等耦合途径占主要。

对于电磁辐射耦合,近场和远场的概念对电磁兼容问题特别重要。在前面一节讨论电容耦合、电感耦合及转移阻抗耦合问题时,实际上已经涉及到静电场和感应电磁场的问题了,只不过前面的分析中我们把电场和磁场分开来讨论,立足于等效集中参数的概念,运用等效电路分析的方法来讨论耦合问题的。这种“准静态”分析方法对于干扰源与被干扰电路距离很近的低频干扰是合适的。对于长距离、高频干扰,必须用电磁场的概念来进行分析。

假设在一根足够短的直线元上流过电流 I ,则在导线的周围产生了磁力线,而在沿着导线方向产生了电力线,如图 13.2-25 所示。也就是说,在这根导线的附近存在着电场与磁场。当电流 I 变化时,相应地在导线附近空间的电场与磁场也随之发生变化。该电、磁场变化在空间的传播即形成所谓电磁波。其传播速度为光速 c ,波长为 λ 。

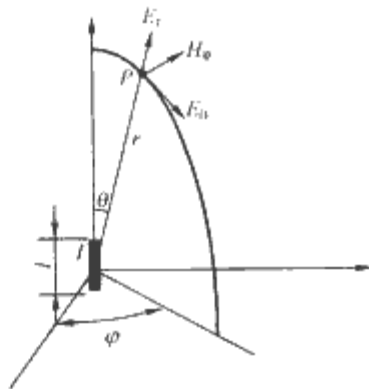


图 13.2-25 足够短的直线
元导线流过电流 I ,在附
近空间产生电磁场

设流过该直线元的电流为 I ,在自由空间中,不考虑反射和折射时,当 $\lambda \ll \lambda, \lambda \ll r$ 时,根据麦克斯韦方程,在距直线元 r 处 P 点产生的电、磁场为

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= \frac{\lambda \beta^3 \sin \theta}{4\pi\omega\epsilon_0} \left[-\frac{1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right] \\ E_r &= \frac{\lambda \beta^3 \cos \theta}{2\pi\omega\epsilon_0} \left[\frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right] \\ H_{\phi} &= \frac{\lambda \beta^2 \sin \theta}{4\pi} \left[-\frac{1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} \right] \end{aligned} \quad (13.2-16)$$

式中: β 为相位常数, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$; ϵ_0 为自由空间的介电常数;

E_{θ} 、 E_r 、 H_{ϕ} 分别为电场和磁场强度在球坐标中的分量。

显然,上述直线段中电流在其附近空间产生电磁场场强的计算式 (13.2-10) 适用于各种距离,但是,在实际应用中,往往按观测点至源的不同距离进行下列近似处理。

(1) 若 $\beta r \gg 1$, 即 $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$, $(\beta r)^{-1} > (\beta r)^{-2} > (\beta r)^{-3}$,

则式 (13.2-16) 中的 $(\beta r)^{-1}$ 为主要项,其他项可略去不计,这时,电磁场主要呈远场或辐射场性质,有

$$\begin{aligned} |E_{\theta}| &= \left| \frac{60j\pi I \sin \theta}{\lambda r} \right| = \frac{60\pi I \sin \theta}{\lambda r} \\ |E_r| &= \left| \frac{60I \cos \theta}{r^2} \right| = \frac{60I \cos \theta}{r^2} \\ |H_{\phi}| &= \left| \frac{jI \sin \theta}{2\pi r} \right| = \frac{I \sin \theta}{2\lambda r} \end{aligned} \quad (13.2-17)$$

由式 (13.2-17) 可见,远场或辐射场的特点为:频率越低,辐射效率越低;电流越小,距离越远,辐射场强则愈弱。在 $\theta=90^\circ$ 方向,辐射强度最大。

(2) 若 $\beta r \ll 1$, 即 $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$, $(\beta r)^{-1} < (\beta r)^{-2} < (\beta r)^{-3}$, 则

式 (13.2-16) 中 $(\beta r)^{-3}$ 为主要项,电磁场主要呈近场或准静态场性质。

$$\begin{aligned} |E_{\theta}| &= \left| \frac{-j15I\lambda \sin \theta}{\pi r^3} \right| = \frac{15I\lambda}{\pi r^3} \sin \theta \\ |E_r| &= \left| \frac{-j30I\lambda \cos \theta}{\pi r^3} \right| = \frac{30I\lambda}{\pi r^3} \cos \theta \\ |H_{\phi}| &= \left| \frac{I \sin \theta}{4\pi r^2} \right| = \frac{I}{4\pi r^2} \sin \theta \end{aligned} \quad (13.2-18)$$

由式 (13.2-18) 可见,近场的特点为: $\theta=0^\circ$ 时, $E_{\theta}=H_{\phi}=0$, 只有 E_r 项; $\theta=90^\circ$ 时, $E_r=0$, H_{ϕ} 也很小,主要是 E_{θ} 项,因此近场又称准静态场。近场场强与电流成正比,与频率成反比。

(3) 若 $\beta r = 1$, 即 $r = \frac{\lambda}{2\pi}$, $(\beta r)^{-1} = (\beta r)^{-2} = (\beta r)^{-3}$,

称过渡区或引入场。有

$$\begin{aligned} |E_{\theta}| &= \left| \frac{I\beta^3 \sin \theta}{4\pi\omega\epsilon_0} \right| = \frac{120\pi^2 I}{\lambda^2} \sin \theta \\ |E_r| &= \left| \frac{I\beta^3 \cos \theta}{4\pi\omega\epsilon_0} (1-j) \right| = \frac{240\sqrt{2}I}{\lambda^2} \cos \theta \\ |H_{\phi}| &= \left| \frac{I\beta^2 \sin \theta}{4\pi} (1+j) \right| = \frac{\sqrt{2}\pi I}{\lambda^2} \sin \theta \end{aligned} \quad (13.2-19)$$

(4) 在式 (13.2-16) 中, $(\beta r)^{-2}$ 项介于 $(\beta r)^{-1}$ (辐射场) 与 $(\beta r)^{-3}$ (近场) 之间,它对应的场强分量常称为电磁感应项。当短直导线流过电流 I ,其附近空间的近场、感应场和辐射场强度随观察点距离变化的示意如图 13.2-26 所示。从该图可以明显看出,在近场中,准静态场强最大,感应场强

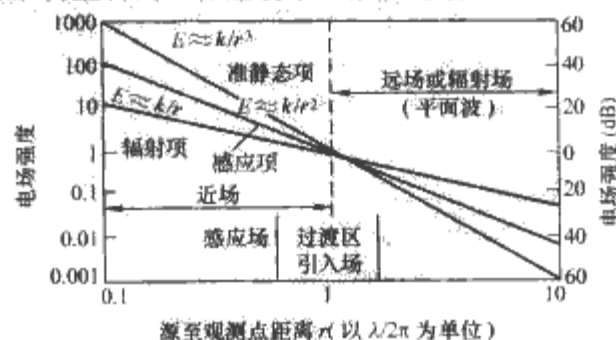


图 13.2-26 近场、感应场和辐射场强
随观察点距离变化示意

次之, 辐射场强最小; 在远场中, 辐射场强最大, 感应场强次之, 准静态场强最小。

在讨论电磁场问题时, 还有一类典型的辐射源, 那就是一个具有足够小面积 A 的环形导线中流过电流 I 所构成的环状天线元, 如图 13.2-27 (a) 所示。与前面分析类似, 一个实际的环形电路, 可分解成许多小圆环元的叠加。P 点的场强应为每个小圆环元的 A_n 在该点所产生的场强的叠加, 如图 13.2-27 (b) 所示。

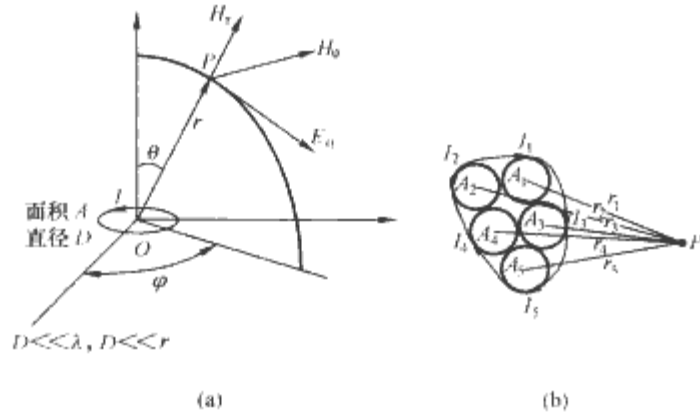


图 13.2-27 环形天线电磁场计算示意图
(a) 环形导线元; (b) 大环不均匀电流可分解为若干环形元的叠加

环形天线电磁场的计算与直线元电磁场计算类似, 同样存在着准静态场、感应场和辐射场, 其近似计算结果列于表 13.2-6。

表 13.2-6 环形天线近场、远场、引入场的近似场强			
场强性质	H_θ	H_ϕ	H_φ
远 场	$\frac{\pi I A}{\lambda^2 r} \sin\theta$	$\frac{I A}{\lambda r^2} \cos\theta$	$\frac{120\pi^2 I A}{\lambda^2 r} \sin\theta$
近 场	$\frac{I A}{4\pi r^3} \sin\theta$	$\frac{I A}{2\pi r^3} \cos\theta$	$\frac{60\pi I A}{\lambda r^2} \sin\theta$
引入场	$\frac{2 I A \pi^2}{\lambda^3} \sin\theta$	$\frac{4\sqrt{2} I A \pi^2}{\lambda^3} \cos\theta$	$\frac{240\sqrt{2} I A \pi^3}{\lambda^3} \sin\theta$

从以上分析可见, 在分析具体问题时, 首先确定 $r = \frac{\lambda}{2\pi}$ (引入场的位置) 是很重要的。进而可采用近似分析把问题简化。1kHz 频率的传输距离为 48km, 30MHz 的频率传输距离为 1.6m, 1MHz 的频率传输距离为 48m, 300MHz 频率的传输距离为 16cm。大多数电力电子电路及系统 (装置) 采用的开关频率在几十 kHz~几百 kHz 的范围中, 即使考虑到硬开关状态下的高次谐波, 其频率范围也在几百 kHz~几十 MHz 范围当中, 其对应的波长在 1000m 到 10m 之间, 引入场的位置 r 在一百多米到几米之间。因此, 在电力电子系统中, 我们碰到的问题将主要是近场和感应场的问题, 只有在有些特定情况下, 才会碰到辐射场的问题。辐射电磁场的干扰大小可以用功率密度 (W/m^2 或者 mW/cm^2)、电场强度 (V/m) 或者磁场强度 (A/m) 来表示, 通常, 在分析 EMC 问题时, 用电场强度来表示辐射电磁场干扰的大小。

2.2.2 波阻抗

波阻抗是描述电磁辐射的重要基本概念之一, 它对电磁波在传播过程中的反射与吸收关系十分密切, 本节将对波阻抗的概念作简要阐述。

空间中某点的波阻抗, 定义为该点的电磁强度与磁场强度之比, 用 Z_w 表示, 即

$$Z_w = \left| \frac{E}{H} \right| \quad (13.2-20)$$

2.2.2.1 远场波阻抗

对于短直导线及偶极子源, 从式 (13.2-17) 可得

$$Z_{w\text{远}} = \left| \frac{E_\theta}{H_\varphi} \right| = 120\pi = 377\Omega$$

对于环形天线源, 从表 13.2-6 可得

$$Z_{w\text{远}} = \left| \frac{E_\varphi}{H_\theta} \right| = 120\pi = 377\Omega$$

而自由空间的特征阻抗 $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega$ 。式中, μ_0 、 ϵ_0 分别为自由空间的磁导率和介电常数。

因此, 不论是短直导线源, 还是环状天线源, 它们在远场的波阻抗均为 377Ω , 与自由空间的特征阻抗 Z_0 相等, 并与源的性质无关。

2.2.2.2 近场波阻抗

对于短直导线或偶极子源, 从式 (13.2-18) 可得近场波阻抗为

$$Z_{w\text{近}} = 120\pi \frac{\lambda}{2\pi r} = Z_0 \frac{\lambda}{2\pi r} \gg Z_0$$

对于环形电流源, 从表 13.2-6 可得

$$Z_w = 120\pi \frac{2\pi r}{\lambda} = Z_0 \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right) \ll Z_0$$

前节分析已表明, 短直导线源的近场主要是电场, 环形天线源的近场主要是磁场。所以, 综上所述, 短直导线源的近场为高阻抗电场, 而环形天线源的近场为低阻抗磁场, 它们的波阻抗与传输介质无关, 只与源的性质有关。

近场和远场波阻抗随距离的变化示意如图 13.2-28 所示。

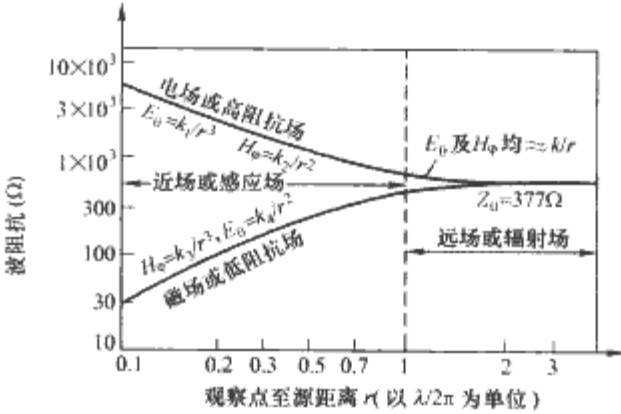


图 13.2-28 波阻抗随距离变化示意图

2.2.3 辐射对回路的远场耦合

辐射噪声对被干扰电路或设备的耦合存在许多通路。通常电力电子电路/系统中并不存在有意辐射, 只有电路中某些元器件或者电路充当等效天线和小环天线向电力电子电路/系统内部和外部的无意辐射。

无论通过什么途径, 辐射耦合都是辐射噪声通过对某一个回路的电磁耦合引入接收电路的。图 13.2-29 所示为电磁辐射对矩形回路产生耦合的示意图。

图中一矩形线圈置于 xOz 平面上, 其长度为 l , 高度为 h 。辐射源 S 发射的电磁波从左向右以速度 v 传播。电磁波的电场和磁场分别以向量 E_i 及 H_i 表示, 它们的方向分别沿 X 轴和 Y 轴。

电磁场通过该线圈回路, 将产生感应电压 U_i , 即

$$U_i = \oint E_i \cdot dl \quad (13.2-21)$$

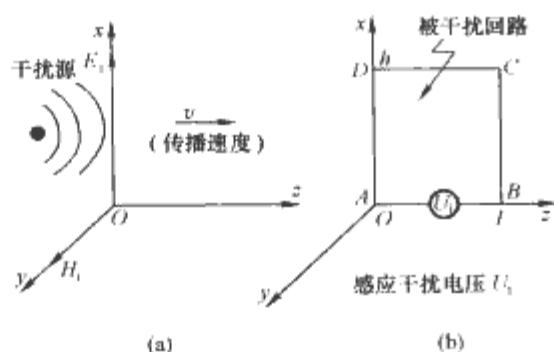


图 13.2-29 电磁辐射对矩形回路产生耦合的示意图

$$U_i = - \frac{\partial \varphi}{\partial t} = - \frac{\partial}{\partial t} \int_A \mathbf{B}_i \cdot d\mathbf{A} \quad (13.2-22)$$

对于远场情况, $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$, 电磁场可看作为平面波。对于正弦变化的平面波电磁场的分量可以表示为

$$\begin{aligned} E_i &= e_x E_0 e^{j(\omega t - \beta z)} \\ H_i &= e_y H_0 e^{j(\omega t - \beta z)} \end{aligned} \quad (13.2-23)$$

式中: e_x 、 e_y 分别为 x 、 y 方向的单位向量。

从式 (13.2-21) 和式 (13.2-23) 可解得电场分量在矩形线圈中产生的感生电压 U_i (单位 V) 为

$$U_i = E_0 h \sqrt{2(1 - \cos \beta l)} \quad (13.2-24)$$

将式 (13.2-24) 归一化, 即单位电场强度产生的感生电压为

$$\frac{U_i}{E_0} = h \sqrt{2 - (1 - \cos \beta l)} \quad (\text{V}) \quad (13.2-25)$$

从式 (13.2-22) 和式 (13.2-23) 可解得电磁场中磁场分量在矩形线圈中产生的感生电压 U_i (单位 V) 为

$$U_i = 3 \times 10^8 B_0 h \sqrt{2(1 - \cos \beta l)} \quad (13.2-26)$$

单位磁场强度产生的感生电压 $\frac{U_i}{B_0}$ (单位 V/T) 为

$$\frac{U_i}{B_0} = 3 \times 10^8 h \sqrt{2(1 - \cos \beta l)} \quad (13.2-27)$$

将式 (13.2-25) 及式 (13.2-27) 用对数表示, 计算得到在远场情况下, 辐射电磁波频率 f 每增加 10 倍频, $\frac{U_i}{E_0}$ 或 $\frac{U_i}{B_0}$ 将增加 20dB (m), 当回路的长度 l 为 $\frac{\lambda}{2}$ 时产生共振 ($\cos \beta l = -1$), $\frac{U_i}{E_0}$ 或 $\frac{U_i}{B_0}$ 达到最大值 $(20 \lg h + 6)$ dB。以后, 则随着频率的增加, $\frac{U_i}{E_0}$ 或 $\frac{U_i}{B_0}$ 呈振荡形式, 呈现峰值处的频率 f_{\max} 及 f_{\min} (单位 MHz) 对应 $\cos \beta l = \pm 1$, 由此可得

$$\begin{aligned} f_{\max} &= (2n - 1) \frac{150}{l} \\ f_{\min} &= n \frac{300}{l} \end{aligned}$$

从上述分析表明, 为了降低辐射噪声发射, 必须注意电路的布局设计, 尽量避免形成等效的天线, 也必须尽量避免电路中的频率与机壳、电缆、印制电路板中的导线等结构的固有谐振频率相等, 否则会大大加强电力电子设备的辐射效率。表 13.2-7 是常见规格的电缆、机壳、印制电路板中的一段导线等结构的谐振频率与半波长 (0.5λ) 的对应关系。从表 13.2-7 可见, 典型的电缆谐振发生在几十 MHz 到几百 MHz 之间。由于电缆长度比较长, 通常认为, 较低频率的辐射主要来自电缆。同时, 电缆的辐射效率远高于在这些频率点上的 PCB 本身的辐射以及机箱机柜屏蔽不完整产生泄露所产生的辐射。

表 13.2-7 常见结构的谐振频率与半波长的对应关系

常用结构	0.5λ	频率
长电缆	15m	10MHz
方形大机箱、中等长度电缆	3m	50MHz
方形中等机箱、短电缆	1.5m	100MHz
小型 PCB	25cm	600MHz

2.2.4 辐射对回路的近场耦合

近场属于准静电场和感应场。虽然前节已经给出了短直线元和环形天线元的电磁场场强的表达式和叠加原则, 但是, 在解决实际问题时, 仍旧是非常复杂和非常困难的。这是因为, 一台电力电子设备中常常包含了无数个复杂的子系统, 而在这些子系统中, 又包含了各种不同尺寸的芯片、模块、印刷电路板、电缆和各种屏蔽体。要想对这样复杂系统的噪声源、噪声耦合途径和被干扰回路建立一个精确的模型, 是相当困难的。目前常用的对 EMI/EMC 问题建模的方法包括三维有限元分析 (3D-FEA)、局部元等效电路法 (PEEC)、时域反射法 (TDR) 等数学方法建立电力电子电路/系统的功率回路元件及其布局的数学模型, 并对电力电子电路的 EMI 发射进行研究。

2.3 电力电子电路/系统的电磁干扰耦合模式

掌握 EMC 问题最重要的还在于正确理解电磁干扰的耦合模式。电磁干扰电流按照其流动的路径分为差模干扰电流和共模干扰电流两类, 相应地电磁干扰耦合模式也分为差模耦合和共模耦合两种方式, 并且可以进一步细分为传导差模耦合、传导共模耦合、辐射差模耦合以及辐射共模耦合 4 种方式。而在同一导体中可能同时存在着共模耦合和差模耦合。

差模耦合和共模耦合的概念如图 13.2-30 所示。

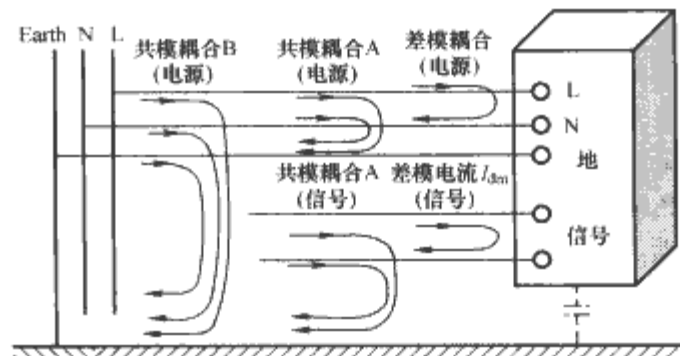


图 13.2-30 差模耦合和共模耦合的概念

电路中的电流总是从源端出发, 流经闭合回路后返回源端。在电源线或者信号线中流过的电流与其回流线中流过大小相等、方向相反的电流被称之为差模电流。对于交流电源而言, 在相线与中线之间流通的电流为差模电流, 电流从相线出发经过中线返回源端。对于直流电源, 在电路的正母线与负母线之间流通的电流也是差模电流。对于信号电路, 在信号线与信号地线之间的流通的电流也是差模电流。

电路中的共模电流是指在相线、中线、信号线、正母线、负母线等导体与第三参考点 (通常是“大地”) 之间流过的方向相同的电流。这里的“大地”可能是安全接地线 (如图 13.2-30 中的共模耦合 A 所示) 或者设备和系统外部的某一结构 (如图共模耦合 B 所示)。尽管这里的安全地线与外部某一结构总是相连的, 但是这两种共模参考点是不同的。对于共模耦合 A 而言, 共模电流从 L 线或者 N 线流入设备, 并通过安全接地线返回, 而对于共模耦合 B 而言, L、N 甚至安全地线均流过共模电流并且经过设备与地之间

的分布电容通路返回到源端。很多工程师对于只有相线和中线的小功率设备为什么在测试和应用中还发射共模干扰很迷惑。对于只有相线和中线的设备,不存在共模耦合 A 模式,而只有共模耦合 B 模式。对于只有相线和中线的被测设备在进行 EMI 发射测试时,被测设备的共模干扰是通过各导体与地平面之间的寄生电容而将共模干扰电流耦合到 LISN 的地线上去并被检测到。在 EMI 传导发射测试时,通常会分别测试 L-E 以及 N-E 之间的噪声发射电压,如果测试结果 L-E 和 N-E 的传导 EMI 发射是没有区别的,则说明共模电流是通过安全地线耦合的,即共模耦合 A 模式。

电磁干扰电流可能以差模或共模或者两者的混合形式出现。差模干扰电流和共模干扰电流的产生均有外部原因和内部原因。外部原因产生的差模干扰电流将直接影响电气电子设备的正常工作,但是外部原因产生的共模干扰电流只有转变为电气电子设备电缆及其电路内部输入端的差模电压时才会对设备的正常工作产生影响。设备内部产生的共模干扰电流和差模干扰电流是电气电子设备传导以及辐射噪声发射超标的原因。

2.3.1 引起差模干扰电流的原因

对电力电子电路/系统而言,引起差模干扰电流主要有以下几种可能:

(1) 设备外部的电磁场在设备的电缆上或者设备内部导线形成的环路上感应出噪声电压形成差模噪声电流。在电缆布线及电路布局布线时,必须尽可能的减小各环路电流的面积,以降低感应电压和减小对外界的电磁辐射。

(2) 公用的直流电源或者交流电网上连接的其他设备产生的差模电压通过电缆进入被干扰设备形成噪声电流。最典型和最常见的差模干扰发射源是电力电子电路/系统,以及雷电和电网故障引起的浪涌电压。DC 或者低频的信号信号例如传感器或者音频信号的差模辐射能力很小,一方面频率低辐射效率低;另一方面,信号连接都是点对点的,不象功率线回路面积大,因此对于 DC 或者低频信号线的 EMC 问题主要考虑如何提高其抗干扰能力降低其对 EMI 的敏感性,通常采取合适的滤波措施就可以达到目的。但是宽频数据线和视频线本身既是重要的差模电流发射源,又对差模干扰异常敏感,必须采取滤波措施和屏蔽措施以及其他有效措施。

(3) 设备外部或者内部形成的共模干扰电流通过电路的电容电感等寄生参数形成的共模噪声电压,由于设备内部火线、中线或者正母线、负母线或者信号线、地线所连接电路阻抗的不平衡性,导致差模电流。

2.3.2 引起共模噪声电流的原因

对电力电子电路/系统而言,引起共模噪声电流原因主要有以下这几个方面。

(1) 高频工作的设备如微处理器的时钟、电力电子设备等都是非常重要的共模噪声发射源。

(2) 外界电磁场在电缆和所有导线中感应出的电压会产生共模电流。例如无线电设备、雷电等空间干扰会在电缆和所有导线上。

(3) 电网通断感性负载时产生的快速瞬变脉冲群也是重要的噪声发射源。

对于有相线、中线和地线的设备,滤除共模干扰相对与只有相线和中线的设施要方便得多,因为后者没有地线,所以只能依靠共模电感抑制共模干扰,没有地方可以连接共模抑制电容。但是对于有变压器隔离的电力电子设备,为了减小二次侧对一次侧的共模干扰,可以在变压器的二次侧输出负母线端与一次侧的正母线或者负母线端接上 Y 电容,这样二次侧输出的大部分共模干扰耦合只在电路内部流动并衰减,而不会流到电网中去。

图 13.2-31 所示为 BOOST 电路的高频电路模型。图中最重要的寄生参数是共模滤波电感 L_{cm} 的漏磁产生漏感 L_{dm} 、BOOST 电感 L_B 中的寄生电容 C_{Lb} ,以及 IGBT 与二极管相连的节点 D 对地的寄生电容 C_{Dg} 。共模滤波电感 L_{cm} 的漏磁产生漏感 L_{dm} 对差模干扰有抑制作用,但是一般其电感量很小,抑制差模干扰主要依靠 BOOST 电感 L_B ,但是该电感的寄生电容 C_{Lb} 在高频的时候相当于该电感 L_B 短路,对高频差模干扰的抑制很有限。节点 D 对地的寄生电容 C_{Dg} 对电路的共模干扰起着决定性的作用,因为节点 D 与功率半导体 IGBT 的集电极和二极管的阳极相连,电路工作时该节点的电压变化率 du/dt 很大,而且散热片与 IGBT 的集电极相连,散热片与 IGBT 金属外壳之间的寄生电容以及 IGBT 集电极对地电容也很大,导致该点对地寄生电容 C_{Dg} 很大, C_{Dg} 与电压变化率 du/dt 共同作用,引起大的共模干扰电流,因此 C_{Dg} 是共模干扰的主要来源,在布局布线时要特别注意采取措施减小该节点的对地寄生电容。

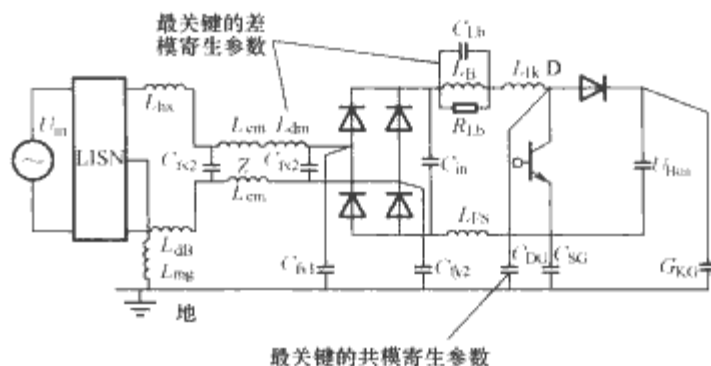


图 13.2-31 BOOST 电路的高频电路模型

差模电流将产生差模辐射,共模电流将引起共模辐射。

差模电流辐射相对于共模电流辐射要好控制得多。这是因为差模电流路径通常都是已知的,而且在设计过程中比较容易做到使流过差模电流的导线对之间尽量接近,使差模电流引起的磁场尽可能的互相抵消,同时差模电压集中在导线对之间,从而使差模电流的电磁场辐射得到有效的控制。然而共模干扰是通过寄生电容耦合的,因此共模电流环路大而且很难知道准确控制共模电流流经的路径,因此共模电流的辐射通常比较难抑制。

第3章 电力电子电路/系统电磁干扰抑制技术

电力电子电路系统电磁干扰抑制技术主要包括接地、屏蔽和滤波技术以及电路的布局布线技术。电路设计初期,必须充分考虑系统与设备的接地设计和电路的布局布线设计。良好的接地设计、正确的屏蔽技术和布局布线技术不仅能够使内部电路之间互相不干扰,保证电路稳定可靠的工作,而且还可以很大程度上降低EMI发射和提高电路和设备的抗干扰能力。其中布局和接地两者又是紧密关联的,好的布局设计必须包括良好的接地系统。可以说,90%的EMC问题都是由于布局布线与接地设计不当引起的,设计不当的布局布线和接地系统成为产生发射和引入干扰的“通道”。然而,良好的接地设计、正确的屏蔽技术和布局布线技术并不能解决EMC的所有问题,电力电子电路/系统的传导发射和辐射发射可能还是会超过标准允许的水平。这时对于辐射发射,只有继续加强屏蔽完善电路的布局布线以及屏蔽设计。对于传导干扰,滤波是十分有效的方法。此外,滤波对降低系统的电磁干扰敏感性也非常有效。随着电力电子技术的发展,目前还提出了随机调制技术以降低开关电源的电磁干扰发射。本章将对电力电子电路/系统中的接地、屏蔽、滤波、布局布线技术以及其他电磁干扰抑制技术做介绍。

1 电力电子电路/系统的接地设计

在详细讨论电力电子电路/系统的接地设计之前,对“地”的概念深刻而全面的了解非常重要。概括而言,“地”通常有3层含义:

(1) 指大地,一般认为大地的电动势为零,而且对所有频率而言都呈现零电阻和零阻抗。这里的地通常与安全有关,接地就是指接安全地。

(2) 也指一个等电位的点或者等电位的面,是电路中各种电压的电位基准点,并设该点电位为零电位,但不一定是大地零电位。在这里认为导线都是理想的零电阻、零电抗的导线。在电路分析中经常提到的“共地”中的“地”就是指这样等电位的点,因此这里的“地”用“参考地”或者“工作地”更能确切表明其含义。如反激式变换电路中的二次侧与一次侧为了安全的原因,一般不共地,变压器的一次与二次之间只有磁的联系没有电的联系。这里的“地”就是参考地,一次电路和二次电路各有自己的参考电位,二次侧负载有时候接大地,有时候不接大地。有的电力电子电路以设备的金属底座、机架、机箱等作为零电位,此时金属底座、机架与机箱通常与大地相连以防止雷击和电位差对设备和操作人员造成危险。此时的“零电位”就是大地电位。

(3) 对于EMC问题而言,“地”是指电流可以返回到源的一个低阻抗路径。这里的“地”特别强调“低阻抗”。一旦电流快速变化或者流过高频电流的时候,大地和导线,都呈现不能忽略的电阻和感抗。对于EMC问题来说,接地的唯一目的就是使电流有一个尽可能低阻抗的返回通路,使得干扰电压足够低,拾取的噪声小不至于引起电路工作不正常,同时向外发射的噪声尽可能的小。

从上述分析可知,EMC中的“地”既包括大地,也包括参考地,因为电流也可以选择大地作为返回路径。正因为

“地”在电路系统中充当这样一个重要角色,电路、系统中的各部分电流都必须经“地线”或“地平面”构成电流回路。因此EMC的接地技术包含了在PCB板中各参考地之间如何布局、如何处理信号回流路径,以及机械结构部分例如电机底座、机箱、机柜或者密封面板等的接地、带屏蔽壳的滤波器接地以及屏蔽接地等。对于一个设备或系统来说,接地系统就相当于一个建筑物的基础。一个良好的接地系统必须达到下列几个目的:

(1) 保证人身和设备的安全。

(2) 保证接地系统具有很低的公共阻抗,使系统中各路电流,通过该公共阻抗产生的直接传导噪声电压最小。

(3) 在有高频电流的场合,保证“参考地”对“大地”有较低的共模电压,使通过“参考地”产生的辐射噪声最低。

(4) 保证电流回路具有最小的面积,避免由地线构成大的“地回路”,使外界干扰磁场穿过该回路产生的差模干扰电压最小,同时,也避免由地电位差通过地回路引起过大的地电流,造成传导干扰。

下面分别从安全接地和EMC接地两个方面来进行介绍。

1.1 安全接地

在设计一台设备或一个系统时,安全必须放在首位,这包括人身安全以及设备的安全。为此,在设计接地系统时,首先要考虑安全接地,它包括防止设备故障漏电的安全接地和防止雷击安全接地两种。

为了确保人身安全,必须将设备金属外壳或机架与接大地的接地体相连。通常,接地体接大地的电阻为 $5\sim 10\Omega$ 。万一设备漏电,当人体接触带电外壳时,接地体给漏电流提供了一个地阻抗通路,大部分漏电流将被接地电阻分流,使流过人体的电流大大减小,保障了人身安全。

人体的皮肤处于干燥洁净和无破损情况下,人体电阻可达 $40\sim 100k\Omega$,当人体处于出汗、潮湿状态时,人体电阻可降到 1000Ω 左右。通常,当人体流过 $0.2\sim 1mA$ 的电流时,会感到麻木;流过 $5\sim 20mA$ 电流时,会发生肌肉痉挛,不能自控脱离带电体;当电流大于几十毫安时,心肌则会停止收缩和扩张;如果电流与时间的乘积超过 $50mA\cdot s$,便会造成触电死亡。实用上,通常以电压表示安全界限,例如,我国规定在没有高度危险的建筑物中,安全电压为 $65V$;在有高度危险的建筑物中,安全电压为 $36V$;在特别危险的建筑物中,安全电压为 $12V$ 。而一般家用电器的安全电压为 $36V$,以保证万一触电时流经人体的电流也小于 $40mA$ 。

但是,在特别严重的情况下(如强雷击、高压击穿等),接地电流过大时,上述接地系统仍旧可能危及人身安全。这是因为,当很大的接地电流经接地棒流入大地时,在接地棒周围会产生流散电流和流散电场,流散电流流经地面,使人体两脚跨步之间的会产生电位差(跨步电压)。若接地电流太大,这个跨步电压也可能导致人体触电,而对设备和系统而言,“跨步电压”可能导致连接于两地的设备与系统损坏。

或受干扰。所以,通常在安全接地的地电流回路中,应串联一台相应的能够自动断开的保护电器设备例如断路器等,进行限流或保护。

防雷击是电气和电子设备以及人身安全防护的重要内容之一,也是 EMC 设计中必须考虑的重要问题之一。防雷接地的目的是将雷电电流引入大地,保护设备和人身安全。

从防雷安全保护的观点出发,我们特别关心的是防止直接雷击——即云层与地面之间发生的放电过程。防止雷击的措施,通常是采用避雷针,雷击电流将沿避雷针下导体流入大地。若避雷针离地面高度为 h ,则它的防雷保护面积等于 $9\pi h^2$ 。实验数据表明,接地电阻为 10Ω 左右,就可以保证在上述保护面积内的建筑物、变压器、输电线、塔及其他露天设施得到保护。

在设计防雷安全接地时,还必须注意防护雷击接地瞬态电流通过避雷针下导体所产生的瞬态高压可能对它周围的物体、设备或人体造成的间接伤害。下面举一个实例说明这个问题的危害:设避雷针下引接地导体的直径为 0.894cm ,长为 30m ,其直流电阻为 $8.64\text{m}\Omega$,电感为 $52.5\mu\text{H}$ 。若它遭到直接雷击,其一次典型闪击的电流峰值为 20kA ,上升时间为 $1\mu\text{s}$,则它在该下引接地导体直流电阻分量上建立的瞬态峰值电压仅为 $20 \times 10^3 \times 8.64 \times 10^{-3} = 173\text{V}$,还无碍大局。但是,它在电感分量上产生的瞬态电压 U_L 就十分危险了。这样高的瞬时电压足以使离下引导体半径 35cm 以内的任何物体产生场致击穿。为此,在考虑防雷接地时,离下引导体 15cm 以内的所有金属导体都应下引导体良好搭接以保持同电位。

1.2 EMC 接地

1.2.1 参考地子系统

电力电子电路/系统区别于其他电气电子电路的一个重要特点是,电力电子设备是弱电控制强电的系统,电力电子电路/系统通过对电压、电流、功率、频率、相位等电量和非电量进行采样,并通过一定的控制方法使电力电子系统的强电部分也就是功率部分按照预定的目标运行。为了便于理解,把功率部分的参考地称为功率地,采样、控制以及驱动部分的地称为信号地。对于 BOOST 电路,如果信号或功率的传输未经任何形式的电隔离(如变压器电隔离、光耦合电隔离等),整个系统则只有一个参考地,上述信号地和功率地最后连在一起。对于反激、正激、半桥、全桥、推挽电路等,由于包含了多个不共地的功率开关管甚至变压器等,因此功率电路中又有多个独立的功率地。由于参考地是信号和功率传输的公共通道,它不但对噪声的直接传导耦合具有直接的影响,而且它对拾取或感应外界噪声也举足轻重。所以,参考地系统的设计与屏蔽设计一样,在 EMC 设计中具有十分重要的作用。下面将要讨论的接地原理和设计原则,既适用于印制电路板的布线设计,也适用于由多台设备组成的系统相互连接的地线系统设计。

参考地系统可概括成下列几种形式:单点参考地系统、多点参考地或地平面参考地系统、混合参考地系统及浮空参考地系统。

1.2.1.1 单点参考地系统

单点接地系统如图 13.3-1 所示,就是系统中所有的单元电路接地线只有一个公共接地点,而把这个公共点的电位作为参考点电位。该系统包含了 3 台设备或三级单元电路,它们各自有自己的地线 1、2、3,均连到公共接地点 G 。

而在实际使用的单点接地系统中,又可分为共用参考地

线串联一点接地与独立参考地线并联一点接地两种情况,下面分别加以讨论。



图 13.3-1 单点接地系统

(1) 参考地线串联一点接地方式。参考地线串联一点接地方式如图 13.3-2 所示。

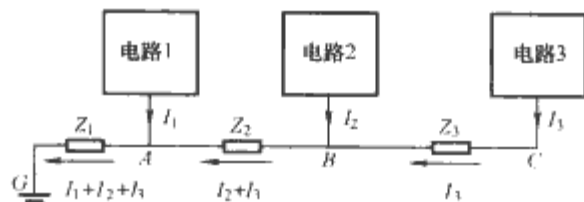


图 13.3-2 参考地线串联一点接地方式示意图

图中 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 分别代表电路或设备 1、2、3 的地线阻抗, I_1 、 I_2 、 I_3 分别代表电路或设备 1、2、3 各自的电流。由于这种接地方式简单、方便、易行,所以用得最为普遍。但是,从减低噪声的观点看,这是一种最不理想的接地系统。这是因为系统内各部分的电流均会通过地线公共阻抗产生直接传导耦合,给整个系统带来不良影响。从图 13.3.2 可知,各接地点对公共接地点 G 的地电位如下:

$$A \text{ 点为 } U_A = (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 \quad (13.3-1)$$

$$B \text{ 点为 } U_B = (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2 \quad (13.3-2)$$

$$C \text{ 点为 } U_C = (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2 + I_3Z_3 \quad (13.3-3)$$

这些电位都将作为差模干扰信号串联在各自的输入回路中。所以,公共接地点 G 应放在最靠近低电平的设备处,以保证该处产生最小的噪声直接传导耦合。由于这种接地系统固有的优缺点,它多用于要求不高、各级电平悬殊不太大的场合。

(2) 独立地线并联一点接地。独立地线并联一点接地方式如图 13.3-3 所示。图中,各设备电路单元分别用各自的地线,最后并联于一个公共接地点 G 。

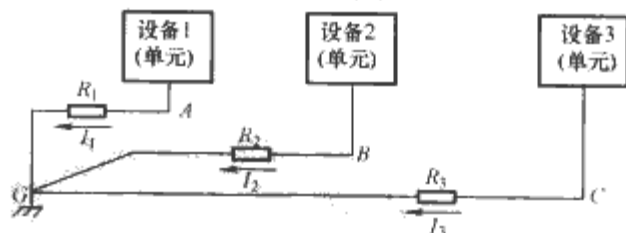


图 13.3-3 独立地线并联一点接地方式

这时,图中各设备、电路单元的地电位分别如下:

$$A \text{ 点为 } U_A = I_1Z_1 \quad (13.3-4)$$

$$B \text{ 点为 } U_B = I_2Z_2 \quad (13.3-5)$$

$$C \text{ 点为 } U_C = I_3Z_3 \quad (13.3-6)$$

由此可见,这时不存在各设备、电路单元之间通过公共地线阻抗的耦合问题,只是各单元自身电流通过各自的地线阻抗为本身造成某种形式的反馈而已。所以,这种接地方式,对于防止各设备、电路单元之间的直接传导耦合是十分有效的。它特别适合于各单元地线较短,而且工作频率比较低的场合。这种接地方式的缺点也是显见的:由于各设备、电路单元各自分别接地,势必增加了许多根地线,使地线长度加长,地线阻抗增加。这样,不但造成布线繁杂、笨重,

而且,地线与地线之间,地线与电路各部分之间的电感和电容耦合强度都会随频率的增高而增强。特别在高频情况下,当地线长度达到 $\lambda/4$ 的奇数倍时,地线阻抗可以变得很高,地线会转化成天线,而向外辐射干扰。所以,在采用这种接地方式时,每根地线的长度都不允许超过 $\lambda/20$ 。

电力电子电路/系统的功率部分工作频率在几十 kHz 到几 MHz 之间,比较适合与并联单点接地方式。

1.2.1.2 多点接地系统

由于多点接地系统可以得到最低的地阻抗,所以多点接地可以避免单点接地高频时存在的问题,因此它主要用于高频(通常 $>10\text{MHz}$)。多点接地系统的等效电路如图 13.3-4 所示。这种接地结构为多个电路单元提供了到地的低阻抗通路。显然,为了降低各单元的对地电位,每个单元接地线应当尽量短,为了减小其阻抗值,常用矩形截面的镀银铜片作地线带。

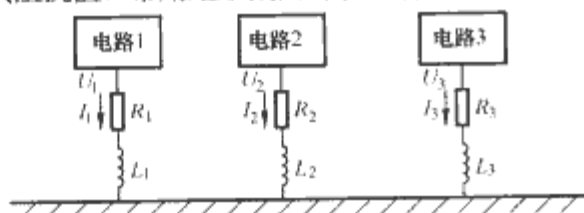


图 13.3-4 多点接地系统等效电路

为了进一步改善接地,还可以采用多层 PCB 板,并专门设置地平面,如图 13.3-5 所示。这种结构可以进一步提高信号传输质量,减小噪声发射和提高电路抗干扰能力。

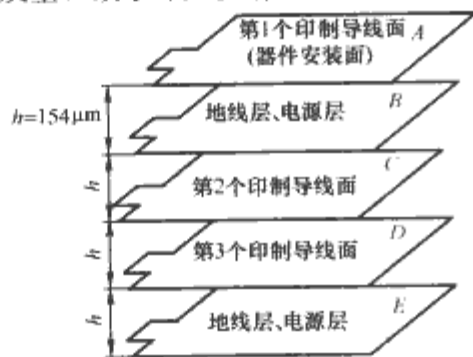


图 13.3-5 采用多层 PCB 板并专门设置地平面

1.2.1.3 混合参考地系统

在一个实际的电气电子设备中,往往既包含了低频功率电路又包含了高频信号电路,很难只采用单一的接地方式,而常常采用串联和并联接地或单点和多点接地组合成的混合接地方式。

(1) 串联和并联接地组成的混合低频参考地系统。大多数实际的低频参考地系统,常常采用串联和并联接地相结合,既要保证 EMC 的设计要求又不致使接地系统变得过于庞杂。要做到这一点,首先要将各种接地线有选择地归类:几个低电平的电路可以采用串联接地的形式共用一根地线(称为小参考地线);而高电平电路、强噪声电平电路(如电动机、继电器等)则采用另一组串联接地形式的公共地线(称为噪声地线);机壳及所有可移动的抽斗、门等再单独联成一根地线(称为机壳、机架地线)。最后将这些各自分开的小参考地线、噪声地线和机壳(架)地线再以并联接地的形式联于一个公共联接点,再将这点接大地。在接地时还要注意使噪声最强的地线与接地点距离最近,同时远离最敏感电路的地线。上述三种接地线分类以并联形式组成的混合低频参考地系统如 13.3-6 所示。

图 13.3-6 具有一定的普遍性,在 EMC 设计的地线系统设计中是十分必要和十分有用的。

此外,在设计一个电力电子系统时,常常碰到几台独立

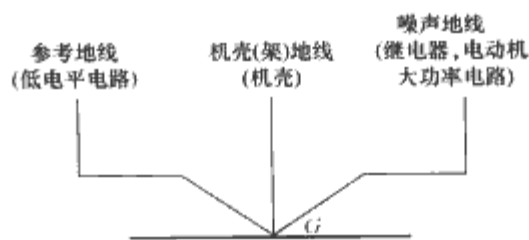


图 13.3-6 三种接地线分类以并联接地形式组成的混合低频参考地系统

装置一同运行的情况。有时装置与装置之间,装置与负载之间,可能相距几米甚至几十米。此时地线系统的合理设计与连接电缆的设计一样,对系统的安全可靠运行关系极大。

下面以图 13.3-7 所示的大型设备机壳接地图来说明合理安排设备的正确接地的重要性。图中,两台设备的参考地均采用了并联接法方式,分别引了两条地线,而两台设备的机壳则采用串并联混合接地的方式。图 13.3-7 (b) 中将设备 2 的参考地直接与其抽斗机壳相连,这种接法将给设备 2 带来很大的噪声干扰,因为,这时 1-2-3-4-1 会形成一个包含面积很大的地回路,将拾取穿过它的任何电磁场的噪声信号,给设备 2 中的电子电路带来严重的串模干扰。为此应采用图 13.3-7 (a) 所示的正确接法。

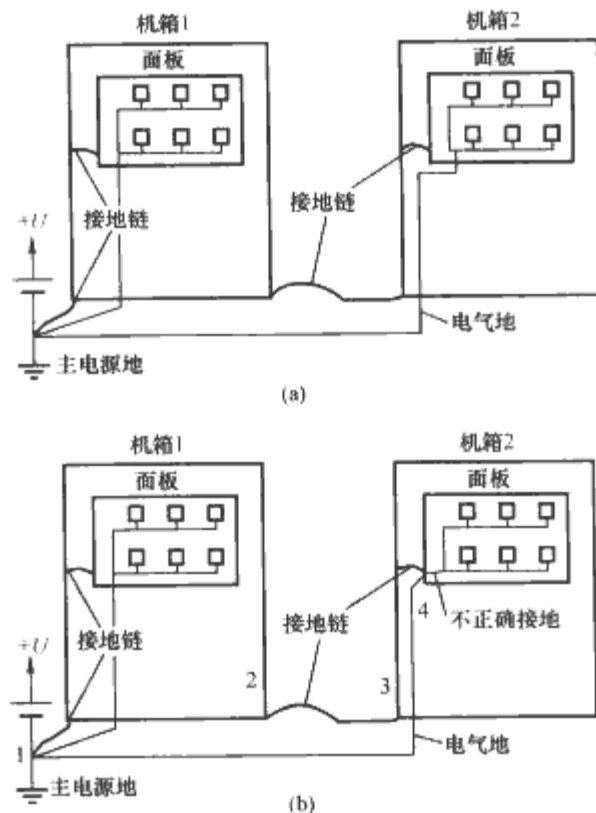


图 13.3-7 大型设备机壳接地
(a) 正确接法; (b) 不正确接法

此外,在设计机壳(架)接地时,还必须注意以下事项:

- 1) 外壳、机架、控制台、抽斗等都必须可靠地接硬件地,千万不能依赖于可抽动的抽斗、绞链等机械接触的手段接地,否则会造成系统的不稳定。
- 2) 接地点处必须要采用牢固的紧密接触,如焊接、铜焊、熔焊等,不能靠螺栓机械紧固接触。
- 3) 不同金属焊在一起时,要防止化学原电池引起的腐蚀效应。
- 4) 若不得不采用紧固接触,接触表面应涂稳定的导电涂层。

(2) 单点与多点接地组成的高、低频混合参考地系统。对于宽频系统,就必须同时兼顾低频单点接地和高频多点接地的不同要求。这时,可以采用如图 13.3-8 所示的简单宽

频混合参考地系统。

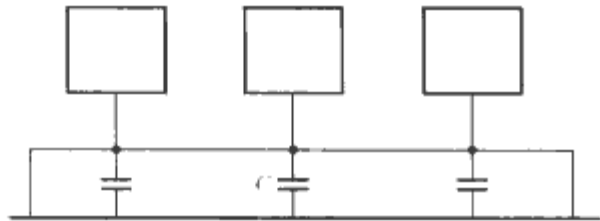


图 13.3-8 简单宽频混合参考地系统

图 13.3-8 中，电容 C 对高频等效短路，而对低频等效开路，所以该接地系统对低频而言是串联单点接地，而对高频则是多点接地。为此，电容 C 必须选用无感电容器，而且电容器接地引线越短越好，相邻电容 C 之间的距离应小于 $\lambda/10$ 。

对于比较复杂的既包含高频、又包含低频的电子系统，可以采取如图 13.3-9 所示的高、低频混合参考地系统。

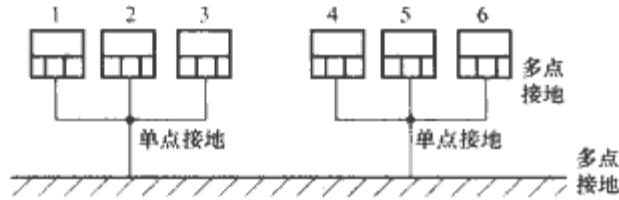


图 13.3-9 高、低频混合参考地系统

在混合接地系统中，局部高频电路采用多点接地方式，该局部地线结构必须采用地平面结构，低频电路部分则可根据电路工作特点采用串、并联混合低频接地方式。

1.2.1.4 浮空参考地系统

图 13.3-10 所示为低频浮空参考地（简称浮地）系统示意图。

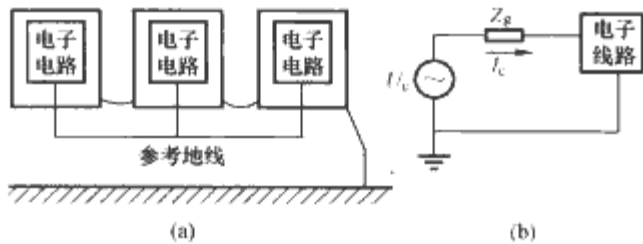


图 13.3-10 低频浮空参考地系统示意图

从图 13.3-10 (a) 可见，所谓浮地就是将电路或设备的接地系统与机壳及安全地（大地）相隔离。设接地系统与机壳及安全地之间的漏电阻及分布电容构成的漏阻抗为 Z_g ，电路或设备输入端对大地之间的共模噪声电压为 U_c ，则电路或设备输入端的等效电路如图 13.3-10 (b) 所示。由图可见，在输入电路中流过的共模噪声电流为 $I_c = \frac{U_c}{Z_g}$ ，当 $Z_g \rightarrow \infty$ 时， $I_c \rightarrow 0$ 。

由此可见，浮地系统能否发挥它的优势，关键是要做到 Z_g 越大越好，这就要求做到输入端漏电阻越大越好，输入端分布电容越小越好。实际上输入端漏电阻要做到几十兆欧以上是不困难的，这时地线子系统也必须使用绝缘子。表 13.3-1 列出了几种典型绝缘材料性能的对比。从表可见，四氟乙烯或聚三氟氯化乙烯制成的绝缘材料，具有比较好的综合性能，电阻率可达 $10^{17} \sim 10^{18} \Omega$ 。

但是，要将接地系统对机壳和大地的分布电容做到几个皮法却是很困难的，必须采取非常严密的屏蔽措施才行。特别在电路或设备采用交流电网供电的情况下，要做到分布电容很小更加困难。显然，当外界共模噪声源为高频噪声时，分布电容的容抗随频率的升高而减小，浮地的条件无法满足。所以，这种浮地系统只能用于抑制低频共模噪声干扰和

小型便携式设备和系统。

浮地的设备很容易出现静电积累，当电荷积累到一定程度，还会发生静电放电，在雷电环境下静电感应的高电压甚至可能在设备机箱与内部部件之间发生飞弧，带来严重影响。浮地系统也容易受空间耦合电磁干扰的影响，因此敏感设备的浮地一般都进行电磁屏蔽。

表 13.3-1 典型绝缘材料的绝缘性能及其他物理性能比较^[19]

电阻率 ($\Omega \cdot \text{cm}$)	材料名称	材料特性		
		抗吸水性	最小的压电效应	最小的摩擦电效应
$10^{16} \sim 10^{18}$	蓝宝石	+	+	0
$10^{17} \sim 10^{18}$	四氟乙烯	+	-	-
$10^{14} \sim 10^{18}$	聚乙烯	0	+	0
$10^{12} \sim 10^{18}$	聚苯乙烯	0	0	-
$10^{17} \sim 10^{18}$	聚三氟氯化乙烯	+	0	-
$10^{12} \sim 10^{14}$	陶瓷	-	0	+
$10^{12} \sim 10^{14}$	尼龙	-	0	-
$10^{10} \sim 10^{17}$	环氧玻璃	-	0	-
$10^{10} \sim 10^{15}$	PVC 塑料	+	0	0
$10^5 \sim 10^{12}$	酚醛塑料	-	+	+

1.2.2 机壳（架）地子系统

所谓机壳（架）地，就是一个系统中所包含的所有设备的机壳、机箱、机架乃至可移动、可接插的部件、抽屉等机械部分，均应当用一根地线联在一起，然后再与其他子系统地线汇总，在一点接大地。通常，在正常情况下希望该地线子系统不流过什么电流，所以可以采用串联接地方式。而在系统出现故障（如绝缘击穿、高压短路、雷击等）时，该地线中会流过较大的电流。所以，这个接地子系统常常接入保护用的电器设备（如断路器、保护开关等），一旦发生故障，立即切断主电源。

从上所述，不难看出，机壳（架）地的主要作用是保证整个系统机壳能保持一个恒定的电位（与接大地处电位相同），对整个系统来讲，它起到一个大的“静电屏蔽罩”的作用。当然，它同时也起到保护人身与设备安全的作用。

1.2.3 屏蔽地子系统

前一章已经详细讨论了屏蔽的有关问题。为了实现对电场的屏蔽，必须用良导体金属作静电屏蔽层，而且必须接以恒定不变的电位（通常接大地）。否则，该屏蔽层不但不起任何静电屏蔽作用，相反，还会因之加大了分布电容，从而加强了电容耦合。正因为这个原因，屏蔽高频电磁场的良导体屏蔽层也应当接地。此外，对用于屏蔽低频磁场的磁屏蔽体最好也接地。可是，在一个实际的电子系统中，除了上述这些屏蔽体以外，还存在着许多其他的屏蔽体，其中最常见的是屏蔽线、屏蔽电缆、电源滤波器、变压器等。如前所述，这些屏蔽体的屏蔽层都必须接地。在设计这些屏蔽层接地方式时，必须要注意，既要保证原屏蔽设计的要求，不降低屏蔽效能；又要保证原接地系统设计的要求，不会因之构成不合理的地回路，这就是屏蔽地子系统设计的主要任务。

在一个系统中，屏蔽体通常安排在两个部分：①信号输入敏感电路部分，用屏蔽来削弱外界噪声引起的干扰；②输出部分，屏蔽自身产生的干扰噪声电平。对于低电平、信号输入电路部分的屏蔽接地设计有许多参考书籍提到，本节主

要介绍高电平、功率输出部分的屏蔽接地设计。

如前所述,高电平、功率输出部分的地应采用噪声地线。在对设备、系统本身产生的电磁环境污染必须加以严格控制的情况下,其高电平、功率输出部分连接到负载之间的输出线,也必须采用屏蔽电缆。对于这种情况下的屏蔽地子系统,根据前面的分析,可概括成如下几点原则:

(1) 屏蔽体应接噪声地线。

(2) 在低频时,输出电缆通常用双芯或多芯绞合屏蔽电缆接负载。屏蔽层接地的原则为:当负载不接地时,屏蔽层在噪声地一端接地;当负载也接地时,可在噪声地与负载地两端同时接地。

(3) 在传输高频及脉冲功率信号时,输出电缆通常用同轴电缆线,以确保良好的阻抗匹配和较长距离的低损耗传输。这时,同轴电缆线的屏蔽层通常同时充当返流导线,可以保证输出电缆最小的杂散电磁场。这时,屏蔽层应采用多点接噪声地的形式。

(4) 在对输出电缆杂散低频磁场需要严格控制的场合,应用铁管等高磁导材料制成的金属管,将输出电缆屏蔽。

1.3 电力电子电路/系统中的接地设计

电力电子设备种类繁多,包括各种电源、分布式能源、感应加热、伺服驱动、整流焊机、电气牵引、磁悬浮运输系统及高压直流输电等,无法一一分析其接地方法,也没有必要,在实际应用中要根据前面提到的接地原则灵活应用。图 13.3-11 所示为某台变频器的接地示意图,由于逆变器与电机之间的电缆很长,采用屏蔽电缆且屏蔽电缆采用两端接地的方式以抑制长电缆引起的辐射发射。带屏蔽壳的滤波器、逆变器、屏蔽电缆输入侧在最靠近滤波器侧以单点接地的方式接地,屏蔽电缆的输出侧与电动机底座以单点接地的方式接地。还必须注意的是,接地线一定要短,接地一定要牢固。过长的接地线和不牢固的接地将使接地线产生天线辐射效应。

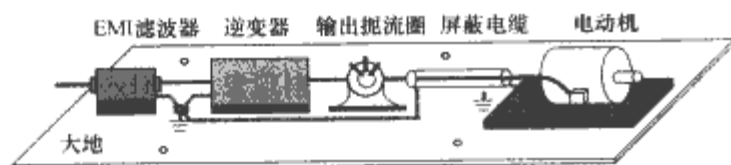


图 13.3-11 某台变频器的接地示意图

对于 PCB 板中如何处理参考地之间的布局将结合 PCB 板的布局布线技术进一步进行介绍。

2 电力电子电路/系统中的电磁屏蔽

2.1 电磁屏蔽概述

电磁屏蔽的目的是切断电磁干扰能量从空间传播的路径,达到消除电磁干扰的目的。从第 2 章的分析可知,电磁干扰能量沿空间的传播是以电磁波的形式传播的,按照干扰源与被干扰源的距离或者干扰源的频率与干扰电路的尺寸之间的关系,电磁波干扰又可以分为近场干扰和远场干扰,近场干扰又分为电场干扰和磁场干扰。因此电磁屏蔽技术通常可分为三大类:电场屏蔽、磁场屏蔽及电磁场屏蔽。从屏蔽体的结构分类,还可以分为完整屏蔽体屏蔽(屏蔽室或屏蔽盒等)、非完整屏蔽体屏蔽(带有孔洞、金属网、波导管及蜂窝结构等)以及编织带屏蔽(屏蔽线、电缆等)。

2.1.1 电场屏蔽的基本原理

电场屏蔽包括静电场屏蔽及低频交变电场屏蔽。

任何带电物体周围都存在着电场,处于该电场中的其他物体会产生静电感应。当这种静电场的电场强度达到一定数值的时候就会击穿空气产生放电现象,静电放电干扰轻者造成周围的电气电子设备的正常工作,重则造成器件被静电放电电压击穿损坏设备无法工作。静电放电还很容易引起燃烧和爆炸。此外,静电放电电流的电流变化率很高,容易对周围的电器电子设备形成宽带辐射干扰。

根据电磁场理论可知,将带电体用接地良好的金属壳包围起来,就可以电场封闭在该金属屏蔽体内,达到主动屏蔽静电电场的目的。金属壳不接地起不到屏蔽静电电场的目的。为了避免敏感电路不受静电电场的干扰,也可以把敏感电路用金属壳包围起来,达到将外部静电电场阻挡在金属壳外面的目的,根据电磁场理论,此时金属壳不一定需要接地。

变化的电压产生交变电场,处于交变电场中的电气电子设备会通过干扰源与被干扰电路之间的分布电容而受到干扰,这就是第 2 章中分析的电容性耦合干扰。对于低频交变电场,从第 2 章的分析可知,利用金属屏蔽体可以对低频交变电场起到屏蔽作用,但是,屏蔽体的屏蔽必须完善、良好接地,否则,金属屏蔽体不起任何屏蔽作用反而因为加大了耦合电容导致干扰加强。

2.1.2 磁场屏蔽的基本原理

磁场屏蔽包括直流磁场屏蔽和低频交流磁场屏蔽。磁场屏蔽的目的是消除或抑制直流或低频交流磁场噪声源与被干扰回路的磁耦合。载流导线或者线圈周围均存在着磁场。交变的电流产生交变的磁场。处在交变磁场中的导线或线圈会产生感应电动势,对于闭合的导线或者线圈还会在闭合回路中产生感应电流。对于恒定磁场中运动的导线或者线圈也会产生感应电动势,对于闭合、运动的导线或者线圈中还会产生感应电流。这些感应的电动势和感应电流就会引起磁场干扰。磁屏蔽分为低频磁屏蔽以及高频磁屏蔽。

为了使噪声源的磁场不致对周围物体产生电磁干扰,就必须将由噪声源产生的噪声磁场削弱到允许的程度。通常可以采取两种办法:

(1) 用高磁导率材料的屏蔽体进行磁屏蔽。用这种方法实现磁屏蔽的原理如图 13.3-12 (a) 所示,磁场噪声源或需要磁屏蔽的电路或元件用一个由高磁导率材料制成的磁场屏蔽体封闭起来。由于高磁导率材料具有很低的磁阻,噪声源的磁力线将被封闭在磁屏蔽体内或外界干扰磁场的磁力线被磁屏蔽体旁路,从而起到了磁屏蔽的作用。上述这种用高磁导率材料屏蔽体屏蔽磁场的方法,只能用于屏蔽直流和低频磁场,因为只有在低频时,这些材料才能保持着它们自身的高磁导率。

(2) 采用反向磁场抵消的办法实现磁屏蔽。用这种方法实现磁屏蔽的原理如图 13.3-12 (b) 所示。图中中心载流导

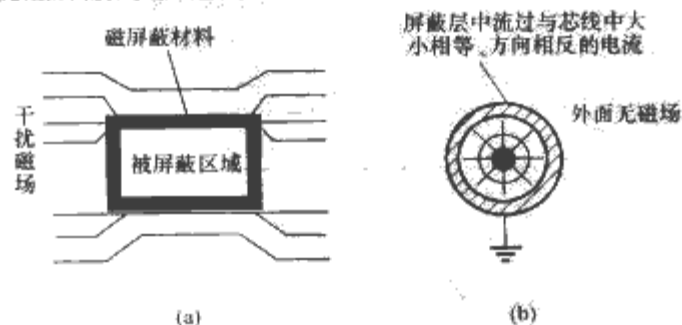


图 13.3-12 磁屏蔽的原理

(a) 用高磁导率材料实现磁屏蔽; (b) 采用反向磁场抵消的办法实现磁屏蔽

线用一个非导磁的金属屏蔽体包围起来,并让该屏蔽体中流过与中心载流导线电流大小相等、相位相反的电流。这样,在屏蔽体的外部总的噪声磁场强度变为零,达到了磁屏蔽的目的。这种磁屏蔽原理适用于高频磁场屏蔽及利用屏蔽电缆实现磁屏蔽的场合,这种金属屏蔽体应为良导体。

对于高频磁场,因为高频磁场的作用,屏蔽壳体表面会产生电磁感应涡流。根据楞次定律,该涡流将产生一个反磁场来抵消穿过该屏蔽体的原来磁场。当涡流产生的反磁场足以完全排斥噪声磁场时,涡流将不再增大而保持常值。对于高频磁场的屏蔽应选用良导体材料,如铜、铝或铜镀银等以增大涡流加强屏蔽效果。此外,由于趋肤效应,涡流只在材料的表面流动,因此,只要用很薄的一层金属材料就足以屏蔽高频磁场。

利用反相磁场抵消干扰磁场的磁屏蔽方法,主要用于电缆芯线的屏蔽。图13.3-13所示为用屏蔽层电流屏蔽高频干扰源电磁场的方法,图13.3-13(a)中,用输出电缆向负载电阻 R_L 传输输出信号的电路,该电缆芯线流过电流 I_1 ,电缆屏蔽层必须在两端接地,这样可以将芯线中产生的磁场抵消掉,而达到磁场屏蔽的目的。

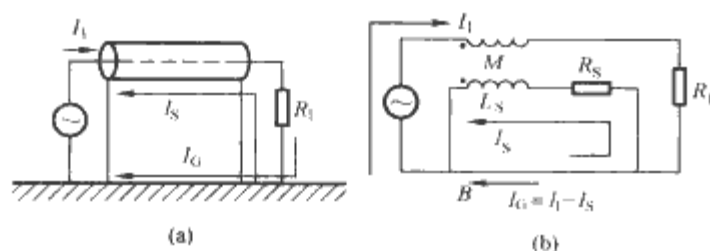


图 13.3-13 用屏蔽层电流屏蔽高频干扰源磁场
(a) 输出电路; (b) 等效电路

图13.3-13中 I_s 为屏蔽层电流 I_s , M 为屏蔽电缆屏蔽层和芯线之间的互感,且 $M=L_s$,可得

$$I_s = I_1 \left(\frac{j\omega}{j\omega + R_s/L_s} \right) = I_1 \left(\frac{j\omega}{j\omega + j\omega_c} \right) \quad (13.3-7)$$

式中: ω_c 为屏蔽电缆的截止频率。大多数屏蔽电缆的截止频率只有几kHz。从式(13.3-7)可见,当 $\omega \gg \omega_c$ 时, $I_s \approx I_1$ 。这时,屏蔽层由于互感的作用,它表现出的阻抗值要比地的阻抗低得多,因此它成为主电流的返回通道,使芯线产生的磁场得到“屏蔽”。但是,如果 $\omega < 5\omega_c$ 时, $I_s < I_1$,随着 ω 的降低,越来越多的电流将从地阻抗分流,因而磁屏蔽效能将随之下降。所以,在低频时,图13.3-13所示屏蔽层在电缆两端接地的方式是达不到磁屏蔽的目的。这时,应采取图13.3-14所示的方式——屏蔽层在源端一点接地,以保证 $I_s = I_1$ 磁屏蔽的条件。

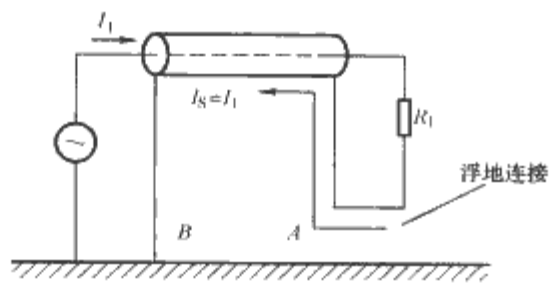


图 13.3-14 屏蔽层在源端一点接地

2.1.3 辐射电磁场屏蔽的基本机理

前面讨论的屏蔽问题,实际上是采用了集总参数等效电路(或磁路)分析法进行的。

对于电磁场来说,电场分量和磁场分量总是同时存在的。所以,在屏蔽电磁场时必须同时对电场与磁场加以屏

蔽,故通常称为“电磁屏蔽”。高频电磁屏蔽的机理,则主要是基于电磁波穿过金属屏蔽体产生波反射和波吸收的机理。

电磁波到达屏蔽体表面时,之所以会产生波反射,其主要原因是电磁波的波阻抗与金属屏蔽体的特征阻抗不相等,两者数值相差越大,波反射引起的损耗也愈大。波反射还和频率有关:频率越低,反射越严重。而电磁波在穿透屏蔽体时产生的吸收损耗则主要是由电磁波在屏蔽体中感生涡流引起的。如前所述,感生的涡流可产生一个反磁场抵消原干扰磁场,同时涡流在屏蔽体内流动,产生热损耗。可以设想,频率越高,屏蔽体越厚,涡流损耗也越大。除此以外,电磁波在穿过屏蔽层时,有时还会产生多次反射。

2.2 理想屏蔽体屏蔽效能的计算

2.2.1 衡量屏蔽体屏蔽效果的几种表示方法

人们常常采用屏蔽效能SE(Shielding Effectiveness)来衡量屏蔽体的屏蔽效果。屏蔽效能SE指未加屏蔽时某一测量点的场强(E_0, H_0)与加屏蔽后同一测量点的场强(E_s, H_s)之比,以dB为单位。

$$\text{对电场,有 } SE_E = 20 \log \frac{E_0(\text{无屏蔽})}{E_s(\text{有屏蔽})} \quad (13.3-8)$$

$$\text{对磁场,有 } SE_H = 20 \log \frac{H_0(\text{无屏蔽})}{H_s(\text{有屏蔽})} \quad (13.3-9)$$

屏蔽效能SE愈大,表示屏蔽效果愈好。

电磁波传播到达屏蔽材料表面时,通常有3种不同机理进行衰减:①在入射表面的反射衰减;②未被反射而进入屏蔽体的电磁波被材料吸收的衰减;③在屏蔽体内部的多次反射衰减。衰减值越大,表明屏蔽效果越好。电磁波通过屏蔽材料的总屏蔽效果可按式(13.3-10)计算,即

$$SE = R + A + B \quad (13.3-10)$$

式中: R 为反射损耗; A 为吸收损耗; B 称为多次反射损耗。下面分别进行讨论。

2.2.1.1 电磁波的反射损耗R

电磁波与光线一样,当电磁波传播到两种不同介质的界面时要产生反射、折射、吸收和透射现象,同时产生能量损失。电磁波在两种不同介质界面产生反射损失的原因是电磁波在两种介质中的特征阻抗不同。电磁波穿过金属屏蔽层的反射如图13.3-15所示,假设介质1中的特征阻抗为 Z_1 ,有一定厚度的介质2中的特征阻抗为 Z_2 ,则电磁波在两种介质的界面上发生波发射。假设入射场为 E_0, H_0 ,则电磁波穿过界面1到达界面2后在介质2中的电场强度 E_1 和磁场强度 H_1 分别为

$$E_1 = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} E_0 \quad (13.3-11)$$

$$H_1 = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} H_0 \quad (13.3-12)$$

在界面1反射的反射电场强度为

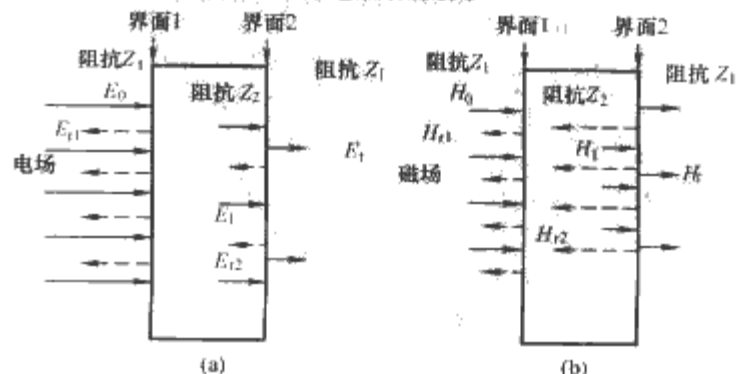


图 13.3-15 电磁波穿过金属屏蔽层的反射

$$E_{r1} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} E_0 \quad (13.3-13)$$

在界面2反射的反射磁场强度为

$$H_{r2} = \frac{(Z_1 - Z_2)2Z_1}{(Z_1 + Z_2)^2} H_0 \quad (13.3-14)$$

在大多数情况下,屏蔽体材料为金属,它周围的介质为空气或绝缘体,所以 $Z_1 \gg Z_2$,从上述各式可得如下几点结论:

(1) 由式(13.3-13)可得, $E_{r1} \approx E_0$,即电场在屏蔽体的界面1几乎被全部反射。这意味着,很薄的一层金属板就可以良好地屏蔽电磁场中的电场分量。

(2) 由式(13.3-14)可得, $H_{r2} \approx 2H_0$,这意味着,电磁场中的磁场分量进入屏蔽体后,在体内得到加强,并在屏蔽体的界面2处反射最强。由此可见,对磁场的屏蔽必须依靠在屏蔽体内对磁场分量的吸收才行,因而对屏蔽体材料及厚度均有一定要求。

(3) 将 $Z_1 \gg Z_2$,用 Z_s 表示屏蔽体介质的特征阻抗 Z_2 ,用 Z_w 表示屏蔽体外介质(通常是空气)的特征阻抗,得

$$R = 20 \lg \frac{|Z_w|}{4|Z_s|} \quad (13.3-15)$$

反射损耗方程式(13.3-15)只适用于远场平面波垂直入射界面的场合,在电磁波斜入射的场合,反射损耗则随入射角的增大而增大。从式(13.3-15)可见,对于同样的屏蔽材料,入射电磁波的波阻抗越大,反射损耗就越大。

在远场平面波的情况下,波阻抗 Z_w 等于自由空间介质的特征阻抗 Z_0 ,其值为 377Ω ,代入式(13.3-15),可得远场中的反射损耗 R_{∞} 为

$$R_{\infty} = 20 \lg \frac{94.25}{|Z_s|} \quad (13.3-16)$$

为了求得反射损耗 R_{∞} ,必须首先对屏蔽体的特征阻抗进行分析。Hayt定义了任意介质的特性阻抗为

$$Z_{sp} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (13.3-17)$$

式中: μ 为磁导率,H/m; ϵ 为介电常数,F/m; σ 为电导率, Ω/m 。对于屏蔽体而言 $\sigma \gg j\omega\epsilon$,其特性阻抗用 Z_s 表示,式(13.3-17)可简化为

$$|Z_s| = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} \quad (13.3-18)$$

式(13.3-18)用对铜的相对电导率 σ_r 及相对磁导率 μ_r 来表示,可得

$$|Z_s| = 3.68 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma_r}} \sqrt{f} \quad (13.3-19)$$

表13.3-2列出了各种典型金属材料的 σ_r 与 μ_r 值。

表 13.3-2 各种金属材料的相对电导率 σ_r 与相对磁导率 μ_r

材 料	σ_r	μ_r
银	1.05	1
铜	1	1
金	0.7	1
铝	0.61	1
锌	0.29	1
黄铜	0.26	1
镉	0.23	
镍	0.20	
磷青铜	0.18	1
白铁皮	0.15	1

续表

材 料	σ_r	μ_r
锡	0.15	1
钽	0.12	1
铍	0.10	1
铅	0.08	1
钼	0.04	1
钛	0.036	
铁	0.17	50~1000
冷轧钢	0.17	180
不锈钢	0.02	500
4%硅钢	0.029	500
热轧硅钢	0.038	1500
高磁导率硅钢	0.06	80 000
坡莫合金	0.04	8000~12 000
铁镍铝超导磁合金	0.023	10^5

在近场($r \ll \lambda/2\pi$)中,某一点的波阻抗取决于源(或发射天线)的特性。如果源具有高电压小电流的性质,则波阻抗大于 377Ω (空气介质的特征阻抗),这个场可以近似看成是高阻抗的电场。如果源具有低电压、大电流的特性,则波阻抗小于 377Ω ,这个场可以近似看成是低阻抗的磁场。而且,它们的阻抗随频率的增高而改变,因此,必须将电磁波在近场中的反射损耗,按照电场和磁场情况分别考虑。

高阻抗电场时的反射损耗 R_E (dB)为

$$R_E = 20 \lg \frac{4.51 \times 10^9}{f \times r \times |Z_s|} = 321.7 + 10 \lg \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2} \right) \quad (13.3-20)$$

低阻抗磁场时的反射损耗 R_H (dB)为

$$R_H = 20 \lg \frac{1.97 \times 10^{-6} f \times r}{|Z_s|} = 14.6 + 10 \lg \left(\frac{f \times r^2 \sigma_r}{\mu_r} \right) \quad (13.3-21)$$

从上述分析可见,反射衰减 R 不仅与屏蔽材料的特征阻抗有关,同时也与辐射源的类型及屏蔽体到辐射源的距离有关。近场中,由于高阻抗电场的波阻抗比远场平面波的波阻抗要高,反射损耗比远场时更高,所以,反射损耗是电场屏蔽的主要机理。近场中,低阻抗磁场的波阻抗比远场的低,所以第一界面的反射损耗比远场时还要小。

2.2.1.2 电磁波的吸收损耗

当电磁波进入一种吸收介质时,电磁场强度会随着深入的距离按指数规律衰减,电磁波穿过吸收介质的衰减规律如图13.3-16所示。电磁波强度之所以会产生这种衰减,其原因在于,电磁波在该介质中会感生涡流,涡流通过介质电阻发热产生损耗。由图13.3-16可得

$$E_1 = E_0 e^{-\frac{t}{\delta}} \quad (13.3-22)$$

$$H_1 = H_0 e^{-\frac{t}{\delta}} \quad (13.3-23)$$

定义电磁波强度衰减到原强度的 $1/e$ 处所对应的深度称为集肤深度 δ (m),它等于

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}} \quad (13.3-24)$$

吸收损耗为

$$A = 20 \times \left(\frac{t}{\delta} \right) \lg e = 8.69 \times \frac{t}{\delta} \quad (13.3-25)$$

若将式(13.3-24)代入式(13.3-25),可得

$$A = 1314.3 t \sqrt{f\mu_r\sigma_r} \quad (13.3-26)$$

式中: t 为金属屏蔽体的厚度,cm; f 为电磁波的频率,MHz。

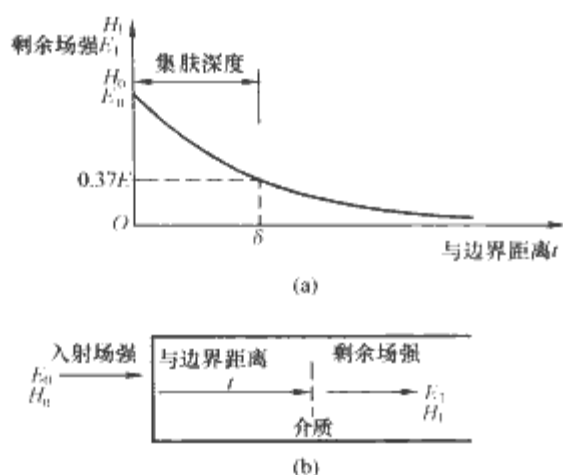


图 13.3-16 电磁波穿过吸收介质的衰减规律

从式(13.3-26)可知,吸收损耗与电磁波的类型(电场或磁场)无关,只与电磁波的频率、材料的厚度、材料的电导率及磁导率有关。只要有电磁波进入屏蔽材料,电磁波就会被吸收。

2.2.1.3 电磁波的多次反射损耗

电磁波进入屏蔽材料以后,在第二界面还要发生波的反射。如果屏蔽层较薄,从第二界面反射的电磁波,返回到第一界面时还要再次被反射,如此周而复始,直到电磁波能量在屏蔽层中被吸收到可以忽略为止,这一现象称之为多次反射。

前面对反射损耗的分析表明,无论是远场还是近场情况,入射电磁波中电场分量的大部分已在第一界面被反射掉了,因而进入屏蔽层内的电场分量已经很弱了,再加上 $Z_2 \ll Z_1$,在第二界面的反射损耗又很小,所以,在考虑多次反射损耗时,电场在屏蔽层内部的多次反射完全可以忽略不计。

对于磁场分量,情况恰恰相反。根据式(13.3-14),入射波中的磁场分量穿过屏蔽层的界面 1,在界面 2 反射的磁场强度为

$$H_{r2} = \frac{(Z_1 - Z_2)2Z_1}{(Z_1 + Z_2)^2} H_0$$

由于 $Z_2 \ll Z_1$,故 $H_{r2} \approx 2H_0$,即磁场反射波要比入射波的磁场强度大一倍,所以,磁场在屏蔽层中的多次反射必须考虑。伴随着磁场波在屏蔽层中的多次反射,屏蔽层内的多次吸收和磁场分量在界面 2 的多次透射也同时发生。

为了计算上述电磁波磁场分量在屏蔽层中的多次反射对屏蔽效能的影响,这里引入一个对磁场多次反射校正因子 B ,单位为 dB,即

$$B = 20 \lg (1 - e^{-\frac{2t}{\delta}}) \quad (13.3-27)$$

式中: t 为屏蔽层的厚度; δ 为集肤深度。

2.2.1.4 屏蔽效能的计算

(1) 电场屏蔽效能的计算。从前面的分析可知,电场在屏蔽层内部的多次反射完全可以忽略不计,因此电场的总屏蔽效能则等于反射损耗与吸收损耗之和,即

$$SE_E = R_E + A_E \quad (13.3-28)$$

对远场, R_E 可由式(13.3-16)求得;对近场, R_E 可由式(13.3-20)求得, A_E 则由式(13.3-26)求得。

(2) 磁场屏蔽效能的计算。如前所述,在计算磁场屏蔽效能的时候,必须考虑屏蔽层内的多次反射。因此,远场及低阻抗磁场的屏蔽效能应为

$$SE_H = R_H + A_H + B_H \quad (13.3-29)$$

对远场, R_H 可由式(13.3-16)求得;对近场, R_H 可由式(13.3-21)求得; A_H 由式(13.3-26)求得; B_H 由式(13.3-27)求得。

(3) 辐射电磁场(远场)屏蔽效能与频率的关系。从前面所述的反射损耗、吸收损耗和多次反射损耗的表达式可以看

出,它们均与频率、屏蔽厚度、屏蔽层材料密切相关。图 13.3-17 所示为 0.05mm 厚的铜皮对平面波的屏蔽效能频率特性。

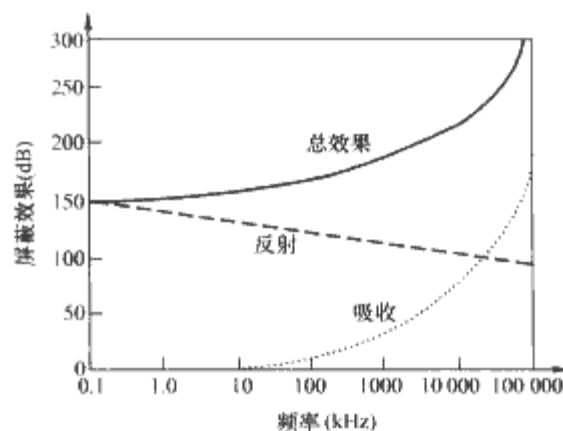


图 13.3-17 0.05mm 厚的铜皮对平面波的屏蔽效能频率特性

从图 13.3-17 可以看出,在低频时屏蔽效能以反射损耗为主,而在高频时则以吸收损耗为主。

2.3 不完整屏蔽对屏蔽效果的影响

2.2 节对屏蔽体屏蔽效能的讨论,均是针对完整屏蔽体而言的。但是完整的屏蔽体是不存在的,屏蔽体上的门、盖、各种开孔、通风孔、开关、仪表和绞链等,均不得不破坏屏蔽的完整性,使实际屏蔽体的屏蔽效能下降严重,而且屏蔽的不完整性对磁场泄漏的影响又常常比对电场泄漏的影响严重。

磁场泄漏主要与开孔的最大线性尺寸(不是面积)、波阻抗、电磁波的频率等因素有关:

缝隙引起的泄漏不仅与缝隙的宽度、板的厚度有关,而且与其直线尺寸、缝隙的数目以及波长等有密切关系。频率越高,缝隙的泄漏越严重。而且在相同缝隙面积的情况下,缝隙的泄漏比孔洞的泄漏严重。特别是当缝隙的直线尺寸接近波长时,由于缝隙的天线效应,屏蔽壳体本身可能成为一个有效的电磁波辐射器,从而严重地破坏屏蔽体的屏蔽效果。所以,在设计屏蔽体结构时,尽力减少屏蔽缝隙是至关重要的。

由于安装按钮、开关、电位器等元件的需要,常常必须在屏蔽板上开有圆形、正方形或矩形的孔洞,这时电磁波会通过这些孔洞产生泄漏。在有孔洞的情况下,金属屏蔽板后侧电磁波总的透射系数 T_{Σ} 应为金属屏蔽板本身的透射系数 T_s 与孔洞电磁波的透射系数 T_{nh} 之和,即 $T_{\Sigma} = T_s + T_{nh}$,其中

$$T_{nh} = \frac{H_{pn}}{H_0} = 4n \left(\frac{S}{A} \right)^{\frac{1}{2}}, \text{ 因此实际的屏蔽效能变为}$$

$$SE = 20 \lg \left(\frac{1}{T_s + T_{nh}} \right) \quad (13.3-30)$$

金属屏蔽网是常见的非完整屏蔽体,它广泛地用于需要自然通风或可向内窥视的屏蔽体。网的材料常为铜、铝或镀锌铁丝,而结构有两类:①将每个网孔的金属交叉点均焊牢;②将编织的细金属丝夹于两块玻璃或有机玻璃之间。设网眼的空隙宽度为 b ,则由网眼构成的波导管的截止频率为 $2b$,金属屏蔽网的屏蔽效能可近似地用式(13.3-31)估算,即

$$\text{当 } \frac{\lambda}{2} \ll b \text{ 时, } SE = 0$$

$$\text{当 } \frac{\lambda}{2} \gg b \text{ 时, } SE = 20 \lg \left(\frac{\frac{\lambda}{2}}{b} \right) = 20 \lg \left(\frac{1.5 \times 10^4}{bf} \right) \quad (13.3-31)$$

式中: b 为网眼的空隙宽度,cm; f 为电磁波的频率,MHz。

实践证明,在最主要的电磁干扰频率范围(1~100MHz)内,金属屏蔽网的屏蔽效能 $SE = 60 \sim 100 \text{ dB}$ ($b = 1.27 \text{ mm}$)。

玻璃夹层金属屏蔽网的屏蔽效能也可做到 50~90dB。

在需要窥视窗的屏蔽体结构中,常常采用薄膜屏蔽体结构来代替玻璃夹层的金属屏蔽网结构。这种结构通常是在光学玻璃、有机玻璃或有机介质薄膜上真空蒸发、溅射或喷涂一层导电薄膜作为电磁屏蔽层。为保证一定的透光率,这层导电薄膜的厚度通常只有几个 μm ,其表面方块电阻在几欧姆~几百欧姆之间,透光率为 60%~80%,并随方块电阻的增大而增大。薄膜常用的导电材料有铜(Cu)、铝(Al)、氧化锌(SnO_2)等。根据前面对屏蔽效能的讨论,因为屏蔽层厚度太薄,这种薄膜屏蔽体结构对电磁场中电场分量的屏蔽是有效的,而对磁场分量的屏蔽还是比较微弱的。因此,它的屏蔽效能与金属网相比要低一些。表 13.3-3 为金属网与导电玻璃窗屏蔽效能的比较。

表 13.3-3 金属网与导电玻璃窗屏蔽效能的比较

频率 (MHz)	金属屏蔽网 (dB)	导电玻璃 (dB)	屏蔽网的优势 (dB)
1	98	74~95	3~24
10	93	52~72	21~41
10^2	82	28~46	36~54
10^3	60	4~21	39~56

屏蔽线和屏蔽电缆是各种电子装置中最常用的两个屏蔽体之间的连接导线。为保证柔软、易于弯曲,其外层屏蔽层通常用多股金属丝编织而成。编织层的密度与编织层材料性质会直接影响其屏蔽的完整性。它的屏蔽效能很难计算,通常靠实验测量决定。一般来说,单层编织材料的屏蔽效能大约在 50~60dB 之间,双层编织材料可达 80~90dB。

2.4 屏蔽体的设计

屏蔽体包含的范围很广,大到屏蔽室、屏蔽电缆、和大型电气设备的机壳;小到各种传感器的屏蔽壳体、电子部件的屏蔽盒、机内屏蔽线(缆)等。它们的工作环境不同,对屏蔽的要求也不同。从某种意义上说,屏蔽的结构设计是能否真正达到预想屏蔽效果的关键所在。许多具体的屏蔽工艺细节,主要靠设计者在实践中加以摸索和积累。

2.4.1 屏蔽体设计的一般原则

通常应按下列步骤逐步明确屏蔽设计要求。

(1) 首先要确定屏蔽设计所面临的电磁环境。如确定欲屏蔽的主要电磁干扰源是高阻抗电场、低阻抗磁场还是平面波;确定场的强度、频率以及屏蔽体与主要干扰源之间的距离或被屏蔽的干扰源到被干扰电路的距离等。

(2) 确定最易接受干扰电路的敏感度,以决定对完整屏蔽体的屏蔽要求。

(3) 进行屏蔽体的结构设计,包括:① 确定屏蔽体上必须的各种开孔、窥视窗以及电缆进出口孔,并估算造成电磁场的泄漏从而确定对实际屏蔽体的屏蔽要求;② 根据上述屏蔽要求,决定屏蔽层数(单、双层)、屏蔽材料、防止屏蔽完整性遭到破坏的各种窗口屏蔽结构等。

(4) 进行屏蔽完整性的工艺设计。

在上述步骤中,第(3)、(4)两步是实现良好屏蔽设计的关键所在。下面将着重围绕这两方面问题进行讨论。

2.4.2 屏蔽层材料的选择

2.4.2.1 电场及平面波电磁场屏蔽材料的选择

对于电场而言,屏蔽效能主要取决于第一界面的反射,而反射损耗 $R_E = 20 \lg \frac{94.25}{|Z_s|}$ dB,其中, $|Z_s| = 3.68 \times 10^{-7}$

$\sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma_r}} \sqrt{f} \Omega$,所以,必须选择磁导率 μ_r 小电导率 σ_r 大的材料,如铜、铝、银等,以保证小的 $|Z_s|$ 。由于这些要求与材料厚度无关,因此,可不考虑材料厚度,只要考虑它有足够的机械强度即可。

对于平面波而言,其电场分量主要靠屏蔽层的第一界面反射,所以对它的屏蔽要求与对电场的要求相同;其磁场分量主要依靠磁场在屏蔽层材料内的吸收损耗,如式(13.3-26)所示。为此,必须选择电导率 σ_r 大、具有一定厚度 t 的材料,以保证屏蔽层能产生足够大的涡流,并感应生成足够大的反磁场,以达到屏蔽磁场分量的目的。式(13.3-26)表明,频率越高, A_H 也越大,磁场分量的屏蔽效果也越好。

由此可见,屏蔽平面波对屏蔽材料的要求与屏蔽电场相同,屏蔽材料必须具有高电导率。但是屏蔽平面波还要求屏蔽材料有一定的厚度,具体数值与电磁波的频率有关。

2.4.2.2 磁场(特别是低频磁场)屏蔽材料的选择

从前面的分析可知,磁场屏蔽主要是依靠磁场在屏蔽材料中的吸收损耗。对高频磁场的屏蔽,屏蔽材料的选择与屏蔽电场的要求一样:选择高电导率、一定厚度的材料。低频磁场对磁屏蔽材料的选择原则完全不同。根据式(13.3-26)磁场吸收损耗 A_H 的表达式,当 f 下降到很低时(几千赫兹以下),不可能通过无限增加厚度 t 的途径达到屏蔽效能的要求,必须采用高磁导率材料,但必须注意,高磁导率材料的电导率通常是随 μ_r 的提高而下降的,但总乘积 $\mu_r \sigma_r$ 还是增大的。从物理本质来说,对低频磁场的屏蔽不是靠感生涡流产生的反磁场,而是靠屏蔽材料的低磁阻特性,让磁力线局限在屏蔽材料中,不致穿出屏蔽体。

特别需要指出的是,通常手册或产品说明书中给出的磁性材料的磁导率,均是指在直流工作情况下的磁导率。当频率增高时,磁导率将逐渐下降,而且,直流磁导率愈高的材料,随频率的增高,磁导率下降得也越厉害,图 13.3-18 所示为几种常用磁性材料磁导率与频率的关系曲线。

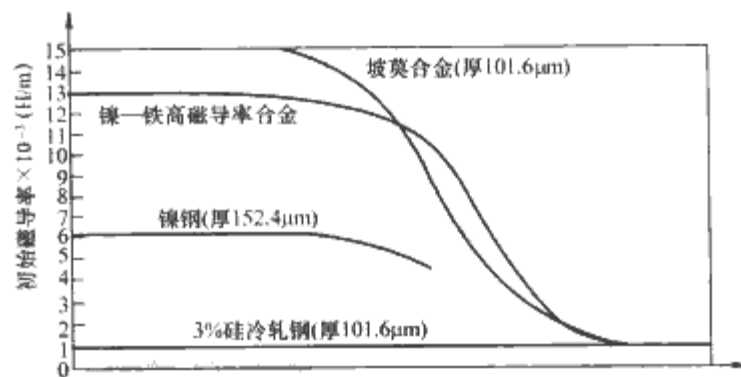


图 13.3-18 几种常用磁性材料
初始磁导率与频率的关系曲线

由于磁性材料的磁导率大小与工作频率密切相关,在设计磁屏蔽时,必须根据工作频率,仔细选择最合适的磁屏蔽材料。此外还需要注意的是在加工高磁导率材料的过程中,磁性材料因受到敲打、冲击、钻孔、弯折等各种原因造成的机械应力,材料的磁导率都会明显下降。为了保持其高磁导率,应尽量避免过多的机械加工,加工后,还必须进行适当的热处理。

从上述讨论不难看出,大功率电力电子装置的 EMC 设计中的磁场屏蔽通常比较困难,因为大功率电力电子装置的工作频率较低,而它们的低频磁场强度常常又很强。

在相同的测试条件下,对 Ni-Fe 高磁导率合金、钢以及铜等材料的电磁屏蔽能力进行测试,测试结果表明,在

1kHz以下, Ni-Fe 高磁导率合金具有最好的磁屏蔽能力; 在 10kHz 时, 钢具有最好的磁屏蔽能力; 而到了 100kHz 时, 高电导率的铜则具有最好的磁屏蔽能力, 这与前面分析得到的结论是完全一致的。

2.4.3 屏蔽体的结构设计

2.4.3.1 单层屏蔽结构与多层屏蔽结构

根据对屏蔽体屏蔽效能的设计要求, 应尽量采用单层、完整的屏蔽结构。如果单层结构不能满足设计要求, 可以采用多层屏蔽结构。

近年来, 电子设备使用塑料外壳的越来越多, 对于塑料外壳, 通常在设备壳体内壁粘贴一层或几层金属箔(通常是用铜箔或铝箔)对电磁场进行屏蔽。为保证其屏蔽的完整性, 接缝处必须要用导电黏合剂或混有金属微粒的黏合剂, 同时, 要保证它们良好接地。或者采用导电涂料和金属喷涂(镍粉涂料或镀锌喷涂)等方法制成薄膜屏蔽层。在 30~500MHz 范围内, 100μm 厚的镀锌喷涂屏蔽层和 40μm 厚的镍粉涂料屏蔽层的屏蔽效能均可达到 40dB 以上。在 ABS 塑料中添加 8% 的不锈钢纤维, 制成 3mm 厚的导电塑料, 这种导电塑料在 30~1000MHz 范围内屏蔽效能可达到 60dB 左右。

对于上述薄膜屏蔽的结构, 主要用于电场及高频电磁场的屏蔽, 从前面的分析可知, 对于低频磁场它们没有任何屏蔽作用。对于低频强磁场的屏蔽, 可以采用双层或者多层屏蔽。多层屏蔽的屏蔽效能为每层屏蔽的屏蔽效能之和。

设计多层屏蔽结构的原则如下。

(1) 两相邻屏蔽层应彼此绝缘, 而每层屏蔽层应保证良好的电气性能。

(2) 合理安排各屏蔽层的材料。如在靠近磁场干扰源的第一层应采用高电导率、低磁导率、高磁饱和强度的材料, 既可以保持对电场良好的屏蔽, 同时又能削弱部分磁场强度, 使第二层不致发生磁饱和; 第二层则采用高磁导率的材料, 以衰减磁场强度, 达到预期的屏蔽效能。如果欲屏蔽的磁场强度太强, 还得考虑第三层磁屏蔽, 最靠近辐射源的第一层用低磁导率材料, 中间层用中磁导率材料, 外层用高磁导率材料。

(3) 由于利用高磁导率材料屏蔽低频磁场主要是利用旁路磁力线的原理, 所以, 用磁性材料制成的屏蔽罩尽量不要开孔或开缝, 以使磁力线在磁性材料中能均匀分布, 不致产生局部磁饱和。

(4) 第一屏蔽层屏蔽高频电磁场时, 主要是依靠屏蔽板内感生的涡流产生反磁场以达到屏蔽的目的, 所以, 当屏蔽罩上必须开孔时, 应该注意开孔的方位, 以保证涡流能在材料中均匀分布。屏蔽层上开孔方位对磁感应涡流的影响如图 13.3-19 所示。显然, 图 13.3-19(d) 是较好的结构方案, 而图 13.3-19(b) 与图 13.3-19(c) 不但不能起到屏蔽作用, 相反地它们可能成为电磁波的狭缝天线而彻底破坏屏蔽。

2.4.4 屏蔽体通风孔的结构设计

大多数的屏蔽室和电子设备都需要考虑通风问题。合理的结构设计, 可以使屏蔽体上开了若干通风孔以后, 不但能保证良好的通风散热, 而且能保证屏蔽效能不下降。其基本出发点在于, 将每个通风孔设计成对欲屏蔽的电磁波构成衰减波导管的形状, 如图 13.3-20 所示。图中, d 为圆形通风孔的直径, l 为矩形通风孔最长直线尺寸, t 为波导管的深度。

图 13.3-20 中, 波导管的截止频率如下, 单位为 Hz。

$$\text{圆形波导管为 } f_{\text{ec}} = \frac{6.9 \times 10^9}{d} \quad (13.3-32)$$

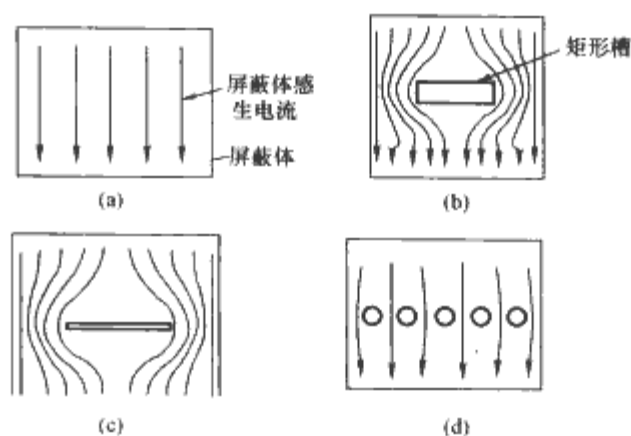


图 13.3-19 屏蔽层上开孔方位对磁感应涡流的影响

$$\text{矩形波导管为 } f_{\text{cs}} = \frac{5.9 \times 10^9}{l} \quad (13.3-33)$$

当电磁波的频率远低于上述波导管的截止频率时, 波导管对电磁波具有衰减器特性, 它对磁场的屏蔽效能(dB)为

$$SE_c = 32 \frac{l}{d} \quad (13.3-34)$$

$$SE_s = 27.2 \frac{l}{b} \quad (13.3-35)$$

从式(13.3-34)和式(13.3-35)可见, 当 $l \geq 3d$ 或 $l \geq 3b$ 时, 屏蔽效能可高达 100dB。

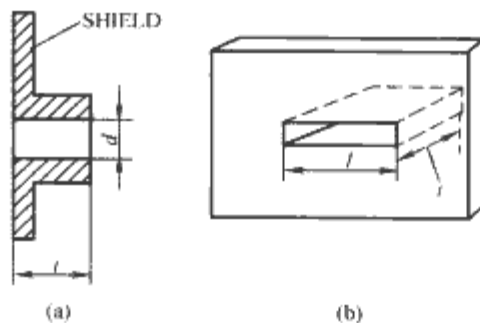


图 13.3-20 波导管形状的通风孔截面图
(a)圆形孔; (b)矩形孔

最常见的通风窗结构是直接在屏蔽体壁上开孔, 如图 13.3-21(a)所示。由图 13.3-21(a)可见, 每个通风孔直径为 d , 相邻通风孔间距为 c , 通风孔形成的通风窗口(孔阵列)的边长为 l , 屏蔽壁厚为 t , 则该窗口对磁场的总屏蔽效能为:

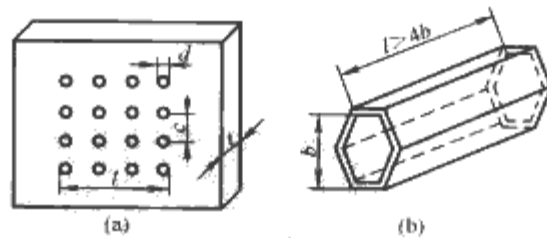


图 13.3-21 实壁开孔通风孔和六角形蜂窝通风孔单元结构示意图
(a)实壁开孔通风孔; (b)六角形蜂窝通风孔

$$SE_w = 20 \lg \frac{c^2 l}{d^3} + 32 \frac{l}{d} + 3.8 \text{dB} \left(d < \frac{\lambda}{2\pi} \right) \quad (13.3-36)$$

若通风窗口不是正方形, 而是边长分别为 l_1 、 l_2 的矩形, 则 $l = \sqrt{l_1 l_2}$ 。式(13.3-36)中的第一项是不考虑波导管的附加衰减作用, 只记及电磁波通过这些通风孔引起磁场泄漏的屏蔽效能; 第二项及第三项则反映了通风孔设计成衰减波导管后的附加磁场衰减校正量。该实壁开孔的通风窗结构, 存在如下问题。

(1) 前述分析表明, 要满足构成衰减器的条件, 必须满足 $t > d$ 的条件, 即要求屏蔽板的厚度应比孔径大。此外, d 还必须小于 $\lambda/2\pi$ 。而从通风的角度, 则希望 d 大一些, 可减少风阻, 这就要求 t 很大, 这是很不经济的。

(2) 从设备防尘的角度来说, 直接在屏蔽板上开孔的结构也是不太合适的。

蜂窝结构的通风窗就是为解决上述矛盾而设计的, 所以, 蜂窝结构的通风窗在工程实际中得到了广泛的应用。典型的六角形蜂窝通风孔的单个六角形单元如图 13.3-21(b)所示。每个单元形成一个波导, 它的截止频率可用式 (13.3-32) 计算。表 13.3-4 是一个长为 0.32cm, 孔深为 1.27cm 的六角形钢结构构成的蜂窝通风窗屏蔽效能的实验数据。

表 13.3-4 六角形蜂窝结构通风窗屏蔽效能的实验数据

频率 f (MHz)	屏蔽效能 SE (dB)
1.0	45
50.0	51
100.0	57
400.0	56
2200.0	47

2.4.5 与屏蔽体外有关连的部件屏蔽结构设计

屏蔽体与其外围电路通常均要用电缆线相连, 为保证屏蔽体的屏蔽完整性, 必须使用电缆连接器。连接器的插座配合同轴电缆插头, 必须与屏蔽体壁构成无缝隙的屏蔽体, 连接器的结构如图 13.3-22 所示。

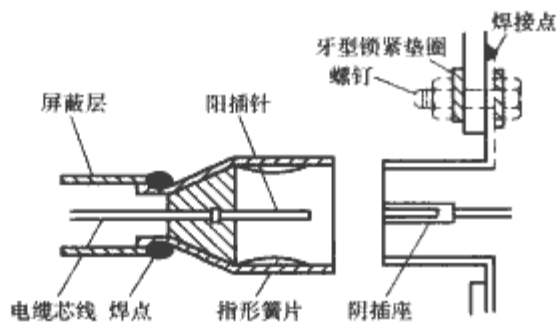


图 13.3-22 连接器屏蔽结构

为了控制地电流, 一般来说, 电缆的屏蔽层只在特定的接地端接地。在屏蔽体的电缆连接器处, 电缆的屏蔽层应与其外壳四周均匀地良好焊接或紧密地压在一起, 以保证插座与插头四周保持均匀的良好接触, 力求没有缝隙泄漏。

2.4.6 屏蔽体的工艺设计

良好的屏蔽体设计, 除了合理的屏蔽结构设计外, 还必须依靠仔细的工艺设计来保证。

如前所述, 电场和电磁场的屏蔽通常使用电导率很高的良导体, 如铜、铝等来实现。为了保证屏蔽体的完整性, 工艺上必须要保证屏蔽体所有可能的接缝处在电气上的长期稳定、可靠的良好接触和密封。为了上述目的, 专门设计的各种 EMI 衬垫、弹性指簧和导电密封胶作为 EMI 的特殊元件得到了广泛的应用。

2.4.6.1 EMI 衬垫

射频衬垫是置于两块金属之间、对射频密封的垫衬元件, 其目的是保证它们之间的接缝处具有良好的电气接触。最常用的材料是内部含有金属丝的泡沫橡胶或充填银粉等导电粉料的导电橡胶, 也有的用各种软金属、金属编织物或接触簧片等。它们可制成各种形状, 视具体结构设计要求加以选择。所用的金属材料也有许多可供选择, 如钢—铜合金、

镀银的黄铜、铝和蒙乃尔 (Monel) 高强度耐腐蚀镍铜合金等。选择这些衬垫材料的原则是, EMI 垫衬材料不能与相接触的两接触表面形成化学原电池。同时, 为了保证接触处电气上的连续性, 两边金属不能涂漆, 无氧化层和绝缘膜。图 13.3-23 所示为各种现代 EMI 衬垫元件。

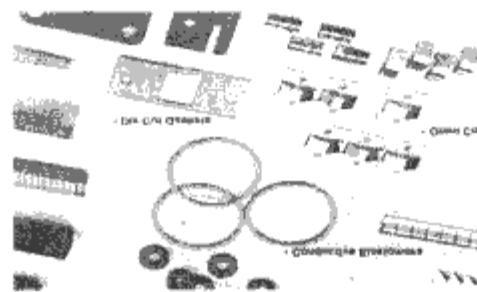


图 13.3-23 各种现代 EMI 衬垫元件

2.4.6.2 弹性指簧

弹性指簧通常安装在设备门框上, 以保证关上门后能保持接触面屏蔽的完整性, 而且能提供跨配合表面的地接触。弹性指簧的材料多用表面镀金或镀银的铜铍合金, 这种合金的弹性较好, 可以进行热处理或抛光。图 13.3-24 所示为各种现代弹性指簧。

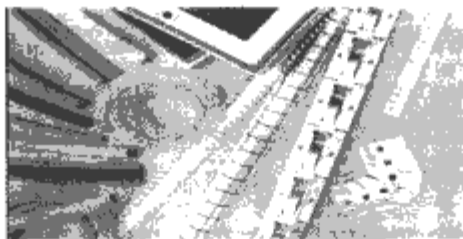


图 13.3-24 各种现代弹性指簧

2.4.6.3 导电胶

导电胶在防护金属表面、保证两金属面电气上的连续性特别有用。常用的导电胶是银—硅胶, 它是具有高电导率的润滑的黏性胶。它在高温及低温 ($-54^{\circ}\text{C} \sim 232^{\circ}\text{C}$) 时均稳定, 能抗潮湿, 抗腐蚀, 化学稳定性好, 对辐射不敏感, 高温时不会流动, 有很好的固定作用, 其典型电阻率为 $0.02\Omega \cdot \text{cm}$ 。

2.5 电力电子电路/系统中的高频变压器的屏蔽及其干扰抑制技术

变压器是电力电子系统中非常重要的元件。在第 2 章中已经提到, 由于变压器漏感和分布电容的影响, 在开关管导通和关断的瞬间会引起浪涌电流、电压尖峰以及脉冲顶部振荡, 造成损耗增加以及对外发射电磁骚扰, 严重时尖峰电压和浪涌电流还容易造成开关管损坏。

变压器的漏感是由于一次与二次绕组之间, 匝与匝之间的磁通没有完全耦合造成的。

任何金属件之间都存在电容, 如果这两金属之间电位差处处相等, 这样形成的电容为静电容。在变压器中, 各绕组匝与匝之间, 同一绕组上下层之间, 不同绕组之间, 绕组对屏蔽层之间, 绕组对磁心之间沿着某一线长度方向的电位分布是变化的, 这样形成的电容不同于静电容, 称为分布电容。由于变压器的一次侧和二次侧靠的很近, 变压器的分布电容可以达到数百皮法。

变压器设计一般主要考虑漏感的影响, 但在输出为高压, 输出绕组匝数多层数多时则还应该考虑降低分布电容, 以抑制高频信号对负载的干扰。

变压器漏感、变压器层间(绕组间)静电容、绕组对磁心(或对屏蔽层)、多层绕组之间的分布电容等的计算方法可以参考文献[3]。

对同一变压器要同时减小分布电容和降低漏感是困难的,因为两者之间是矛盾的,必须根据不同的工作要求,保证合适的分布电容和漏感。

为了降低漏感,通常采用的措施如下:

(1) 一次、二次侧交替分层绕制,但是交替绕制方式使线圈结构复杂,变压器绕制困难,变压器分布电容增加。

(2) 减少绕组匝数,选用高饱和磁感应强度和低损耗的磁性材料。

(3) 减少绕组厚度,增加绕组高度。

(4) 尽可能减少绕组间的绝缘厚度。

(5) 对于环形磁心变压器,一次、二次侧绕组必须沿圆周均匀分布,如果二次侧绕组匝数很少,可以采用多个绕组并联的方法。

(6) 输入输出电压很低的时候采用一次、二次侧绕组双线并绕减少漏感。

为了减小变压器的分布电容,通常采用变压器绕组分段绕制以及静电屏蔽等措施。采用介电常数小的绝缘材料,适当增加绝缘材料厚度,减少对应面积,可以起到降低变压器的静态电容目的。在设计变压器时,正确安排变压器的绕组极性很重要,注意开关管的漏极或集电极要与变压器的同名端相连,这样可以降低绕组间的电压差,从而降低绕组间的分布电容。为了消除绕组间通过分布电容产生的电场耦合,可以采用在一次、二次侧绕组之间加一层静电屏蔽。变压器静电屏蔽层的具体做法是,在绕制完初级绕组后,包上一层0.02~0.03mm厚的薄铜皮,铜皮的始端与末端必须有3~5mm的重叠,重叠部分必须相互绝缘,屏蔽层必须良好接地。在要求特别高的应用场合,还可以采用双层及多层屏蔽、特殊磁心材料、特殊磁芯结构等措施进一步减小分布电容。双层屏蔽结构中变压器的初级、次级分别设置各自的屏蔽层。双层屏蔽层结构变压器其静电屏蔽效果与屏蔽层及磁芯的接地方式有重要影响。变压器磁芯与屏蔽层均良好接地的接法能够大大减小一次侧和二次侧之间的分布电容,但是这种具有良好静电屏蔽功能的变压器的漏感却相当大。多层屏蔽结构变压器的共模抑制比甚至可达140dB。

变压器和电抗器的漏磁通,是它们本身成为系统内主要磁场噪声源的根本原因之一。特别在电力电子装置或系统中,流过变压器和电抗器的电流通常都很大,有时频率还相当高,这时,漏磁通产生的噪声磁场强度可以非常强。所以,在进行EMC设计时,必须对变压器和电抗器本身结构的设计予以足够的重视。设计要求可归结于两点:①通过磁性材料的正确选择、变压器一次、二次侧线圈结构及绕制方法的仔细安排,力求减小变压器本身的漏磁通;②通过变压器的磁屏蔽设计,将它们产生的漏磁通对周围电子电路的影响减到最小。

关于减小变压器一次、二次侧线圈漏磁通的各种方法,可参阅变压器制作工艺手册。这里着重讨论变压器和电抗器漏磁通的磁屏蔽问题。

变压器绕组产生的磁通大部分沿铁芯构成闭合磁路,但也有少部分磁通泄漏到铁心外部,通过空气构成闭合磁路,变压器的漏磁场如图13.3-25所示。

图13.3-25(b)表明,变压器沿线包轴线方向(z 方向)的漏磁通密度最大,而沿铁心方向(y 方向)最小,各方向上的漏磁场强度与距离平方成反比。

对电抗器来讲,漏磁通比变压器还要严重得多。这是因为,在电力电子装置中,电抗器中往往要流过相当大的直流电流分量,为了防止磁饱和,铁心之间必须垫以一定厚度的

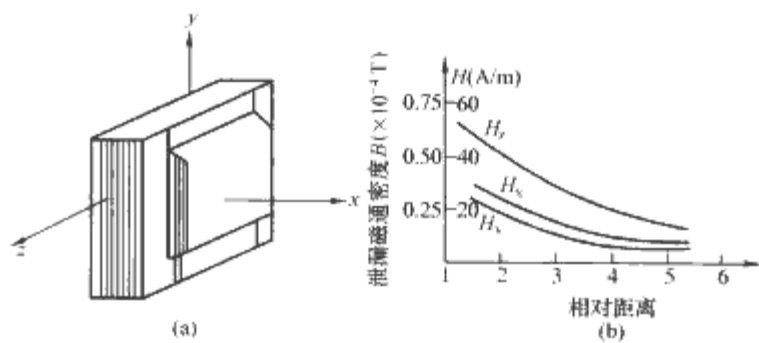


图 13.3-25 变压器的漏磁场

(a) 变压器示意图; (b) 变压器漏磁场强度随距离的变化

绝缘材料以保持一定的气隙。这样,就使得铁心缝隙处的漏磁变得十分严重。

为了屏蔽变压器和电抗器的漏磁通,应根据漏磁场的频率,选择相应的磁屏蔽方法。

对于工作在高频的变压器和电抗器,主要采用高电导率金属材料实现电磁屏蔽的原理,即在线包及铁心的外面包上一层铜皮作为漏磁通的短路环,如图13.3-26(a)所示。漏磁通在铜皮中产生涡流,依靠涡流产生的反磁场抵消部分漏磁通,其屏蔽效能如图13.3-26(b)所示。对于电抗器,短路环应将气隙四周全部包住。

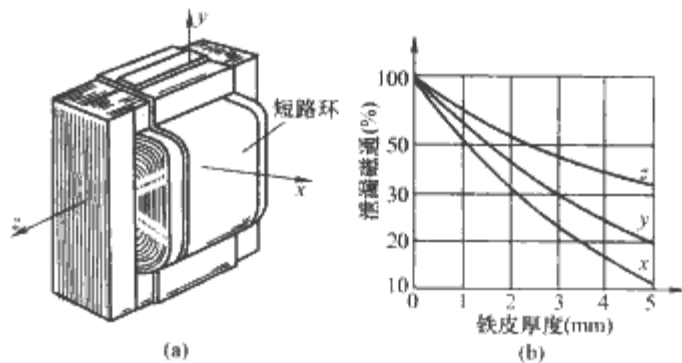


图 13.3-26 利用铜皮短路环屏蔽高频漏磁通

(a) 短路环; (b) 屏蔽效能

对低频漏磁通,则应采用磁性材料旁路漏磁通的原理实现磁屏蔽。一般情况下,可在变压器或电抗器的侧面包一层薄铁板进行磁屏蔽。作为磁屏蔽层的薄铁板应与铁心保持电气上的绝缘,确保薄铁板中仅旁路漏磁通。在要求控制漏磁通十分严格的场合,应当将整个变压器用铁皮或高导磁率材料做成的屏蔽罩密封。

3 电力电子电路/系统中的滤波

通过正确的屏蔽和接地系统的设计,一个电力电子系统的电磁干扰可以得到十分有效的抑制,但是有时电磁干扰的电平可能仍旧高于标准允许的电平。这时,对于传导干扰,滤波则是十分有效的抑制方法。

这里所讨论的滤波器与通信及信号处理中所讨论的信号滤波器相比,虽然它们的基本原理相同,但是,它们具有下列完全不同的特点,必须在设计中予以足够的注意:

(1) EMI滤波器中用的电感、电容元件,通常需要处理和承受相当大的无功电流和无功电压,即它们必须具有足够的无功功率容量。

(2) 信号处理中用的滤波器,通常总是按阻抗完全匹配状态设计的,所以可以保证得到预想的滤波特性。但是,EMI滤波器通常在失配状态下运行,因此,必须认真考虑它们的失配特性,以保证它们在0.15~30MHz范围内,能得到足够好的滤波特性。

(3) EMI滤波器主要是用来抑制因瞬态噪声或高频噪声

造成的 EMI，所以，对所用的电感、电容元件寄生参数的控制，要求比较苛刻。因而，对 EMI 滤波器的制作与安装均必须认真对待。

(4) EMI 滤波器虽然是抗电磁干扰的重要元件，但是，使用时必须仔细了解其特性，并正确使用，否则，不但收不到应有的效果，而且有时还会导致新的噪声。例如如果滤波器与端阻抗严重失配，可能产生“振铃”；如使用不当，还可能使滤波器对某一频率产生谐振；若滤波器本身缺乏良好的屏蔽或接地不当，还可能给电路引进新的噪声。特别是用于电力电子电路/系统中的 EMI 滤波器，由于它流过较大的功率流，上述因不正确使用造成的后果可能会十分严重。即使它们用于信号电路中，虽能抑制干扰，同时对有用信号却会带来一定的畸变。所以，采用滤波器时，必须慎重，不可滥用。

3.1 EMI 滤波器设计

EMI 滤波器通常按插入损耗的要求进行设计。对特定的应用场合，首先要采用良好的接地设计和适当的屏蔽结构，保证将设备和系统的 EMI 水平降到最小。然后决定要求滤波器提供多大的插入损耗，再根据源及负载阻抗的具体情况，决定是选取市售的 EMI 滤波器产品，还是根据用户要求专门设计。最后决定在设备和系统的什么关键部位接 EMI 滤波器。采用什么样的电路和工艺结构。

3.1.1 电阻性阻抗及阻抗匹配情况下，单级 EMI 滤波器的设计

3.1.1.1 单级 LC 滤波器的设计

单级 LC 滤波器电路如图 13.3-27 所示，由图可见，源和负载阻抗均为电阻，而且数值相等。

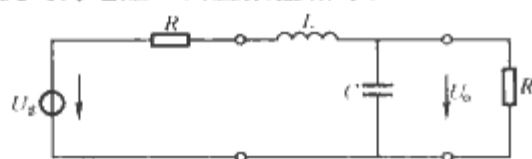


图 13.3-27 电阻性阻抗及阻抗匹配时的单级 LC 滤波器

通过计算，可以得到该滤波器的插入损耗为

$$IL = 10 \lg \left(1 + F^2 \frac{D^2}{2} + F^4 \right)$$

式中： F 是对截止频率 f_0 归一化的频率。有

$$F = \frac{f}{f_0} = 2\pi f \sqrt{LC} \quad (13.3-37)$$

D 是该电路的阻尼率 d 的函数，有

$$D = \frac{1-d}{\sqrt{d}} \quad (13.3-38)$$

$$\text{而} \quad d = \frac{L}{CR^2} \quad (13.3-39)$$

在理想阻尼情况下， $d = 1$ ，该滤波器为 Butterworth 低通滤波器。其插入损耗特性如图 13.3-28 所示。

图 13.3-28 中 $d = 1$ 对应低通滤波器情况，在过渡区中 IL 以 40dB/10 倍频的斜率衰减，而 $d \neq 1$ （非理想阻尼情况）时，则以 20dB/10 倍频的斜率衰减。从图可见，无论 $d = 1$ 或 $d \neq 1$ ，插入损耗特性均不出现振荡。为了计算方便，通常将单级 LC 滤波器的插入损耗 IL 制成图表形式，源和负载阻抗为电阻性，阻抗匹配的 LC 滤波器在具有理想阻尼和非理想阻尼时的插入损耗特性分别如图 13.3-29 和图 13.3-30 所示。图 13.3-28 还表明，在通带和禁带中，均可用 $d = 1$ 的理想阻尼情况计算，而在过渡带中，则必须用 d

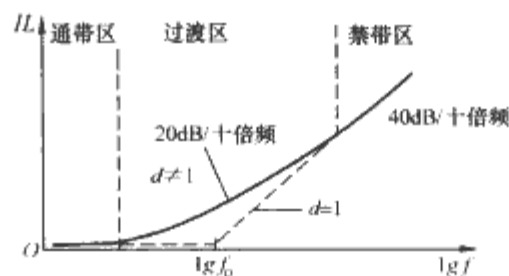


图 13.3-28 电阻性阻抗及阻抗匹配时的单级 LC 滤波器插入损耗特性

$\neq 1$ 的非理想阻尼情况计算。图 13.3-29 中标注的频率值为滤波器截止频率值。该图表可直接用来设计 Butterworth 滤波器。图 13.3-30 是 $d \neq 1$ 时，插入损耗 IL 的计算图表。它们可用来计算和设计单级 LC 滤波器。

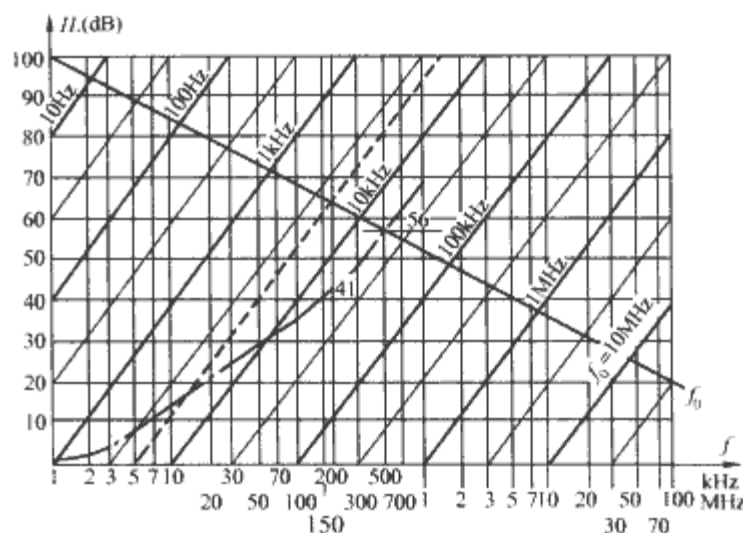


图 13.3-29 LC 滤波器的插入损耗特性 ($d=1$)

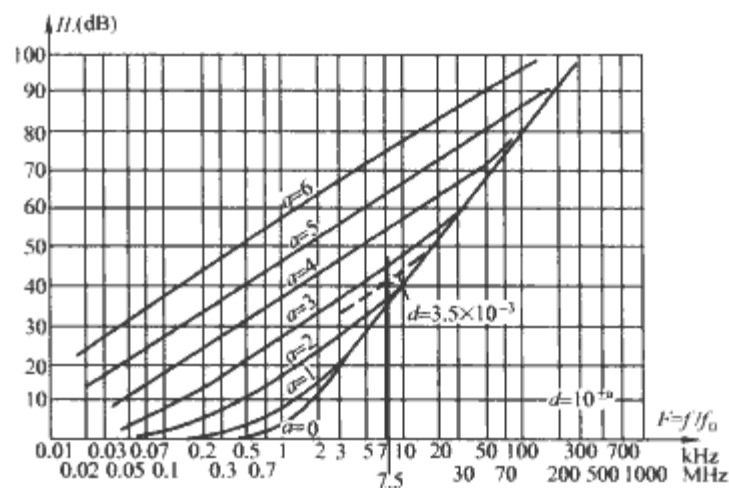


图 13.3-30 LC 滤波器插入损耗特性 ($d \neq 1$)

下面举例说明如何利用上述两个图表具体设计滤波器参数。如要求设计一个单级 LC 滤波器，要求它在 150kHz 处，提供 60dB 的插入损耗，则设计步骤如下：

(1) 从图 13.3-29 可查得， $IL=60\text{dB}$ 对应的滤波器截止频率应为 5kHz；

(2) 计算归一化频率值 $F = \frac{150\text{kHz}}{5\text{kHz}} = 30$ ；

(3) 利用图 13.3-30 查得，该值处于过渡区内，对应的 $a = 3$ ，即

$$d = 10^{\pm 3} (10^{-3} < d < 10^3)$$

(4) 根据 $f_0 = (2\pi \sqrt{LC})^{-1} = 5\text{kHz}$ ， $10^{-3} < \frac{L}{CR^2} < 10^3$

及实际允许情况，即可最后决定所要求的 L 、 C 值。图 13.3-29 及图 13.3-30 也同样适用于 LC 滤波器的设计。

3.1.1.2 单级 π 型滤波器的设计

单级 π 型滤波器的电路如图 13.3-31 所示。

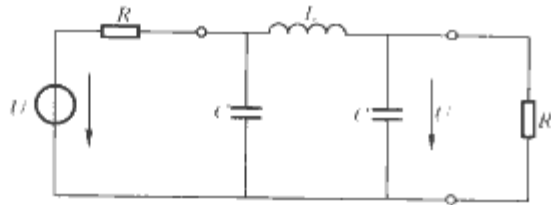


图 13.3-31 单级 π 型滤波器

通过计算可得插入损耗为

$$IL = 10\lg[1 + (FD)^2 - 2F^4D + F^6] \quad (13.3-40)$$

为了计算归一化频率 F ，首先求 π 型滤波器的截止频率，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{2}{RLC^2}}} \quad (d \neq 1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{2}{LC}}} \quad (d = 1)$$

按 $D = \frac{1-d}{\sqrt{d}}$, $d = \frac{L}{2CR^2}$ ，可求得源和负载阻抗为电阻性，阻抗匹配的 π 型滤波器插入损耗的特性，如图 13.3-32 所示。

图 13.3-32 曲线清楚地表明，这种滤波器的插入损耗与阻尼率 d 密切相关；当 $d=1$ 时，与 Butterworth 的曲线相同；当 $d>1$ 时，出现过阻尼； $d<1$ 时，如虚线所示，呈现欠阻尼，曲线在过渡区内出最大值 IL_{\max} ，且 $IL_{\max} = 10\lg(1 + \frac{4D^3}{27})$ ，该点对应的归一化频率 $F = \sqrt{\frac{D}{3}}$ 。

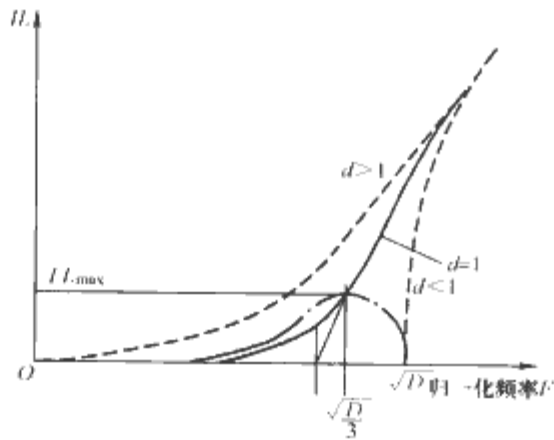


图 13.3-32 π 型滤波器插入损耗的特性

当 $d<1$ 且 $F = \sqrt{D}$ 时，曲线落回到 $IL = 0$ 处。而在实际情况下，落回点对应的 IL 与电路的 Q 值有关。图 13.3-33 ~ 图 13.3-35 分别示出了单级 π 型滤波器在源及负载阻抗为电阻性且阻抗匹配的情况下对应的理想阻尼 ($d=1$)、过阻尼 ($d>1$) 及欠阻尼 ($d<1$) 情况下的插入损耗特性。

3.1.1.3 单级 T 型滤波器的设计

单级 T 型滤波器也可利用图 13.3-33 ~ 图 13.3-35 的图表进行设计，插入损耗同样可按式 (13.3-40) 进行计算，但是截止频率 f_0 和阻尼率 d 应按下列公式进行计算，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{2R}{L^2C}}} \quad (d \neq 1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{2}{LC}}} \quad (d = 1)$$

$$d = \frac{R^2C}{2L}$$

3.1.1.4 多级滤波器设计

为了简便起见，仍用电压衰减来分析多级滤波器的设计，因为对于这种多级滤波器电路结构，电压衰减和插入损耗值十分相近。

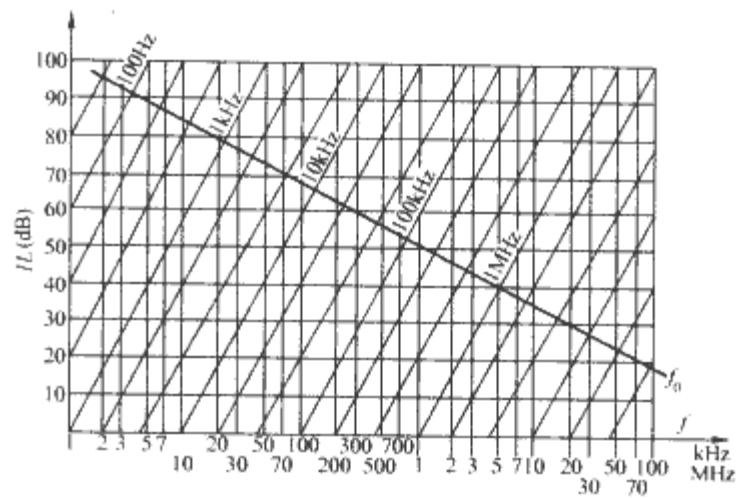


图 13.3-33 单级 π 型滤波器理想阻尼情况下的插入损耗特性

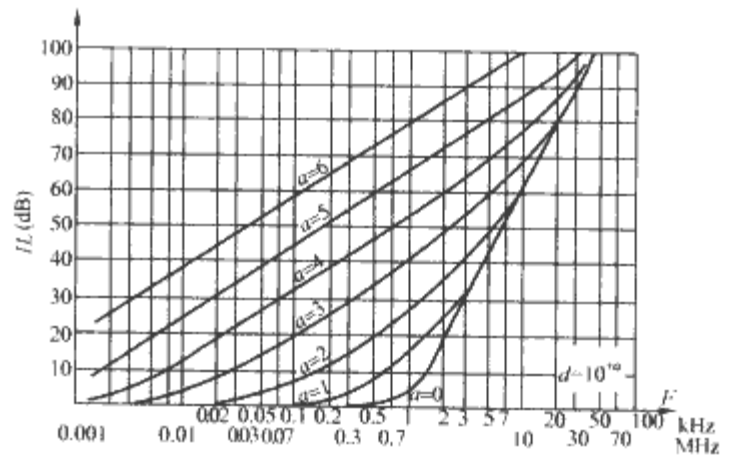


图 13.3-34 单级 π 型滤波器过阻尼情况下的插入损耗特性

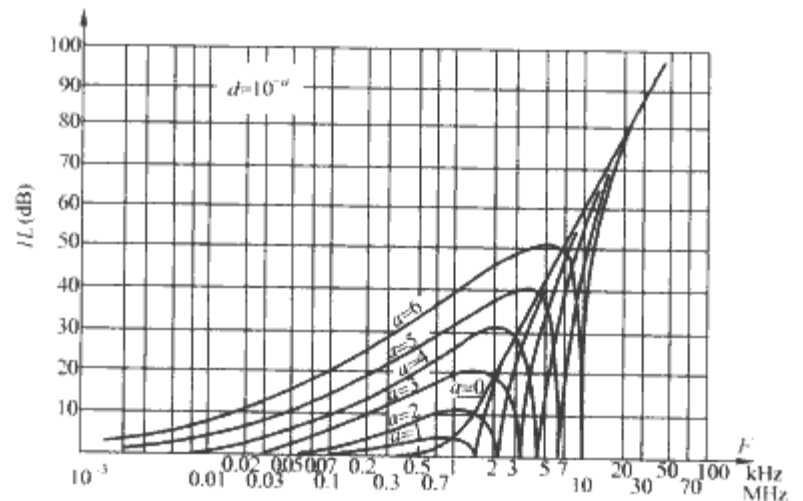


图 13.3-35 单级 π 型滤波器欠阻尼情况下的插入损耗特性

对于单级 LC 滤波电路，电压衰减为

$$K_1(\omega) = 1 - k = 1 - \alpha_{11}k \quad (k = \omega^2 LC)$$

对于 n 级 LC 滤波电路而言^[10]，

$$K_n(\omega) = 1 - \alpha_{n1}k + \alpha_{n2}k^2 - \dots \pm \alpha_{nn}k^n \quad (13.3-41)$$

当 $n<7$ 时， α_{ni} 的数值列于表 13.3-5。

表 13.3-5 计算 n 级 LC 滤波器电压衰减的系数表^[11]

n	α_{n1}	α_{n2}	α_{n3}	α_{n4}	α_{n5}	α_{n6}
1	1					
2	3	1				
3	6	5	1			
4	10	15	7	1		
5	15	35	20	9	1	
6	21	70	84	45	11	1

若 n 级滤波器由每级 L 、 C 数值相同的 LC 滤波器构成, 设单级滤波器的 L 、 C 值分别为 L_i 和 C_i , 则多级滤波器的电感、电容的总值为 L_m 和 C_m , $L_m = nL_i$, $C_m = nC_i$

$$\text{则参数 } k = \omega^2 L_m C_m = \frac{k_m}{n^2}$$

$$K_n(\omega) = 1 - \alpha_{n1} \left(\frac{k_m}{n^2} \right) + \alpha_{n2} \left(\frac{k_m}{n^2} \right)^2 - \cdots \pm \alpha_{nm} \left(\frac{k_m}{n^2} \right)^n$$

$$\text{归一化的频率 } F = 2\pi f \sqrt{L_m C_m}$$

可得

$$K_n(F) = 1 - \alpha_{n1} \left(\frac{F^2}{n^2} \right) + \alpha_{n2} \left(\frac{F^2}{n^2} \right)^2 - \cdots \pm \alpha_{nm} \left(\frac{F^2}{n^2} \right)^n \quad (13.3-42)$$

式 (13.3-42) 对应的多级 LC 滤波器的电压衰减特性 (K_n - F 的曲线) 如图 13.3-36 所示。

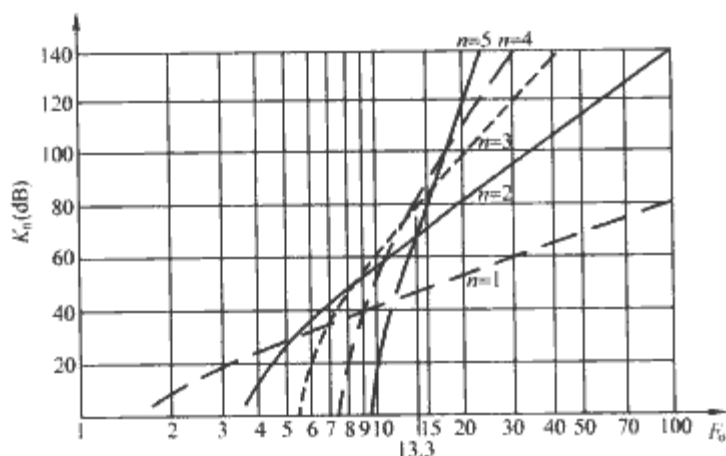


图 13.3-36 多级 LC 滤波器的电压衰减特性

根据图 13.3-36, 可以对多级 LC 滤波器进行设计和计算。在相同的电压衰减条件下, 要求多级滤波器的总电抗值较小, 这样就可以减小滤波器的尺寸和质量。多级 LC 滤波器的最佳级数与归一化频率 F 的关系曲线如图 13.3-37 所示。

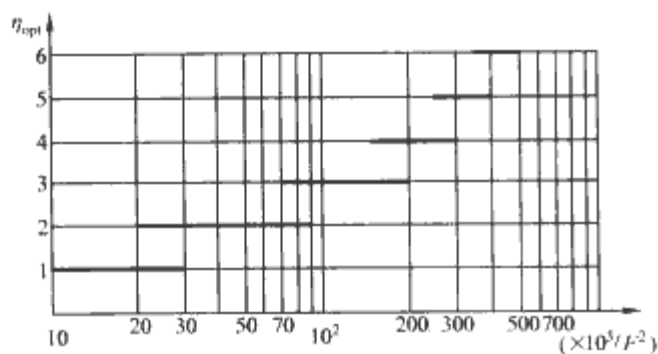


图 13.3-37 多级 LC 滤波器的最佳级数与归一化频率 F 的关系曲线

3.1.2 阻抗不匹配情况下 EMI 滤波器的设计

实际的 EMI 滤波器, 多数工作在阻抗不匹配的状态。引入下面一些表达式和符号, 即

$$Z_g = R_g + jX_g, Z_l = R_l + jX_l,$$

$$Z_{1i} = R_{1i} + jX_{1i}, Z_{2i} = R_{2i} + jX_{2i}$$

式中: Z_g 为噪声源阻抗, Z_l 为负载阻抗, Z_{1i} 为滤波器输入阻抗, Z_{2i} 为滤波器输出阻抗, 为分析方便, 设输出端开路时, 滤波器输入阻抗为

$$\overline{Z_{10}} = Z_{10} \exp(-j\theta_{10}) = R_{10} + jX_{10} = Z_{11} = \frac{A_{11}}{A_{21}}$$

输入端开路时, 滤波器的输出阻抗为

$$\overline{Z_{20}} = Z_{20} \exp(-j\theta_{20}) = R_{20} + jX_{20} = Z_{22} = \frac{A_{22}}{A_{21}}$$

输出端短路时, 滤波器输入阻抗为

$$\overline{Z_{1S}} = Z_{1S} \exp(-j\theta_{1S}) = R_{1S} + jX_{1S} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}} = \frac{A_{12}}{A_{22}}$$

输入端短路时, 滤波器的输出阻抗为

$$\overline{Z_{2S}} = Z_{2S} \exp(-j\theta_{2S}) = R_{2S} + jX_{2S} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11}} = \frac{A_{12}}{A_{11}}$$

下面分别对几种对设计 EMI 滤波器影响最重要的阻抗失配情况进行讨论。

3.1.2.1 噪声源阻抗很低情况。

噪声源阻抗很低, 即 $Z_g \approx 0$ 时, 插入损耗的最坏情况为

$$RL = 0, X_{1i} = \frac{R_{2i}^2 + X_{2i}^2}{X_{2i}}$$

这时对应的插入损耗为

$$IL_{\min} = |A_{11}| \times \left| \frac{R_{2S}}{X_{2S}} \right| = |A_{11}| \times \cos\theta_{2S}$$

3.1.2.2 高负载阻抗情况

当负载接近开路状态时, 即 $Z_l \approx \infty$, 最低插入损耗的最坏源阻抗情况为

$$R_g = 0, X_g = -X_{10}$$

这时对应的插入损耗为

$$IL_{\min} = |A_{11}| \times \left| \frac{R_{10}}{X_{10}} \right| = |A_{11}| \cos\theta_{10}$$

3.1.2.3 已知噪声源阻抗情况

在实际工程中, 有时噪声源阻抗的特性和大小是可以近似知道的, 常常要求设计一个 EMI 滤波器, 能适应负载阻抗在比较宽的范围内变化。如为一台大功率的电力电子装置专门设计一台 EMI 滤波器, 就属于这种情况。这时, 噪声源的高频阻抗可以通过计算或测量近似求得, 而该设备应用于什么样的电网则很难预料, 但是, 该设备必须用阻抗明确规定的人工负载网络 LISN 进行传导型 EMI 的测试, 因此, 该滤波器可以按“通过 EMI 测试”作为目标进行最佳设计。

在上述情况下, 最低插入损耗对应的最坏负载阻抗情况为

$$RL = 0, X_{1i} = \frac{X_{2i}^2 - X_g^2 + R_{2i}^2 - R_g^2 + \sqrt{Z}}{2(X_g - X_{2i})} = \frac{Z_{2i}^2 - Z_g^2 + \sqrt{Z}}{2(X_g - X_{2i})} \quad (13.3-43)$$

$$\text{式中 } Z = (X_g - X_{2i})^4 + (R_g^2 - R_{2i}^2)^2 + 2(X_g - X_{2i})^2 \times (R_g + R_{2i})^2 \quad (13.3-44)$$

当源阻抗中的电阻分量不为零或不是非常小时, 对应的最低插入损耗为

$$IL_{\min} = |A_{11}| \times \left| \frac{Z_g + Z_{10}}{Z_{10}} \right| \times \left| \frac{\sqrt{Z_1}}{2R_g} - \frac{\sqrt{Z_2}}{2R_{2i}} \right| \quad (13.3-45)$$

$$\text{式中 } Z_1 = (R_{2i} + R_g)^2 + (X_{2i} + X_g)^2, Z_2 = (R_{2i} - R_g)^2 + (X_{2i} - X_g)^2$$

若源阻抗为纯电抗, 即 $R_g = 0$, 对应最低插入损耗的最坏负载条件是

$$RL = 0, X_{1i} = \frac{R_{2i}^2}{X_g - X_{2i}} - X_{2i} \quad (13.3-46)$$

这时, 对应的插入损耗为

$$IL_{\min} = |A_{11}| \times \left| \frac{Z_g + Z_{10}}{Z_{10}} \right| \times \sqrt{\frac{R_{2i}^2}{(X_g - X_{2i})^2 + R_{2i}^2}} \quad (13.3-47)$$

3.1.2.4 负载阻抗已知情况

在某些情况下, 负载阻抗可近似知道, 而 EMI 的源阻抗可能在较宽的范围内变化。比如, 若想设计一个对多种电子装置适用的、通用型的 EMI 滤波器, 而电网接点处的阻抗是知道的。这时最低插入损耗对应的最坏源阻抗条件, 以

及相应的插入损耗,可利用式(13.3-43)~式(13.3-47)并将原式中的参数 Z_g , Z_{i0} , A_{11} , Z_{2i} 分别用 Z_L , Z_{20} , A_{22} , Z_{1i} 置换即可。

设计标准 EMI 滤波器的一般步骤是:决定滤波器的电路结构,计算滤波器中诸元件值和分析阻抗失配的影响。很显然,这是一种重复迭代的设计方法。它的主要缺点是不可能直截了当地设计所想要的滤波器,而要通过多次反复。

这里着重介绍一种简便的最差情况 EMI 滤波器设计方法——匹配网络法。

EMI 滤波器,特别是电源 EMI 滤波器的插入损耗特性可以用图 13.3-38 表示,由图可见,EMI 滤波器必须满足下列几点要求:

(1) 在电网频率 f_m 附近,EMI 滤波器造成的插入衰减或插入增益均必须限制在 $+IL_m \sim -IL_m$ 范围之内。

(2) 在电网频率 f_m 到滤波下限频率 f_L 之间的频率范围内,滤波器不能导致谐振,并且其插入增益不允许超过 $-IL_i$ 。

(3) 在截止频带范围内,即 $f \geq f_L$,插入损耗应高于 IL_s 。

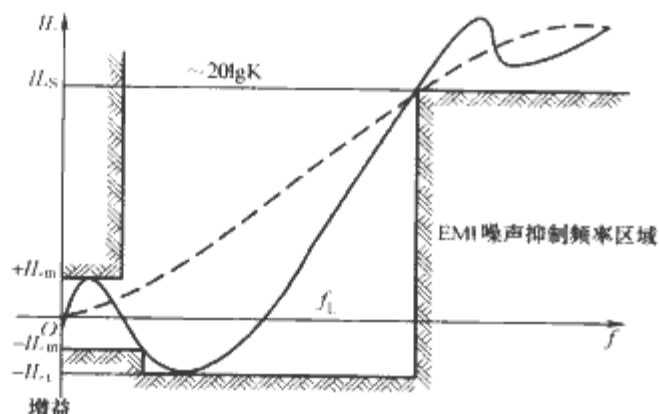


图 13.3-38 EMI 滤波器的插入损耗特性

为了简化计算,常用计算电压衰减因子 K 来近似计算插入损耗 IL 。因为电压衰减因子 K 不仅与插入损耗紧密相关,而且也能恰当地描述滤波器噪声抑制的真实情况。另一方面,从工程观点来说,最终也是要把噪声电压削弱到可接受的电平。图 13.3-39 所示为最差情况下的 EMI 滤波器设计。最差情况下插入损耗设计方法的基本出发点是,借助于在 EMI 滤波器的输入和输出部分插入适当的匹配网络,可以将因为源和负载阻抗不匹配而引起的不良影响削弱到可接受的程度。假设插入损耗的减小,甚至变成信号增益源自谐振,那么,最简单的匹配网络仅仅用如图 13.3-39(a)所示的电阻就可以了。只要采用适当的 R_P 和 R_S ,衰减因子(即插入损耗)将不会降到某给定值以下。虽然这样的损耗匹配网络电路设计十分方便,而且也能做到合适的阻抗匹配,但是,由于它对工作频率有用信号的衰减很大,使得它不能成为实际的工程解决方案。为此,实际应用的匹配网络和噪声抑制元件可采用图 13.3-39(b)所示的电路。

3.1.3 EMI 滤波器 LC 匹配网络的设计

在图 13.3-39(b)中,电容器 C_P 在工作频率下的容抗必须要比 R_P 高得多,而在高于截止频率 f_L 下的容抗则应远低于 R_P 的数值。在工作频率下, R_S 造成的损耗因低阻抗扼流圈 L_S 的并联而大大降低,因为在低频下, L_S 的阻抗很低,将 R_S 旁路;而在截止频率 f_L 以上, L_S 的阻抗则远高于 R_S ,使 R_S 能有效地扼制谐振和减小阻抗失配的影响。

图 13.3-39 所示的匹配网络,显然仅适用于高的一次侧输入阻抗和低的二次侧输入阻抗的 EMI 滤波器电路结构,

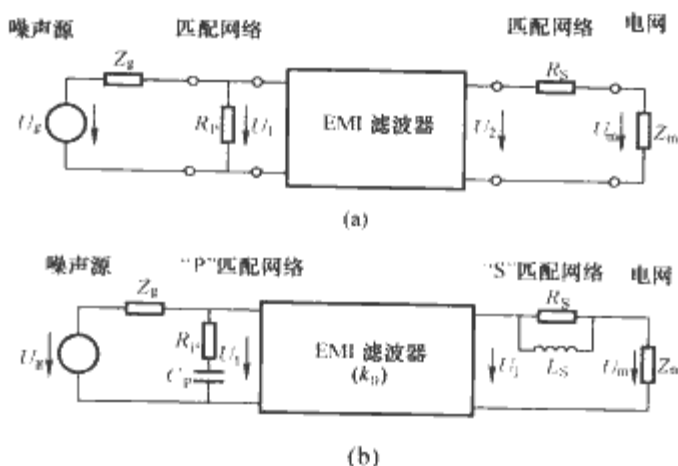


图 13.3-39 最差情况下的 EMI 滤波器设计

(a) 带有损耗匹配电阻的 EMI 滤波器;

(b) 带“P”及“S”匹配网络的 EMI 滤波器

不言而喻,这种电路结构正是在 EMI 滤波器电路结构中广泛采用的典型的 LC 滤波器电路。

若用 K_0 表示无匹配网络下的衰减因子(即源阻抗为零,高负载阻抗下的插入损失),则图 13.3-39(b)的衰减因子可按式(13.3-48)计算,即

$$K = \left| \frac{U_g}{U_m} \right| = \left| \frac{U_g}{U_1} \right| \times K_0 \times \left| \frac{U_2}{U_m} \right| \quad (13.3-48)$$

最差情况下的衰减因子,可由计算式(13.3-46)中 $\left| \frac{U_g}{U_1} \right|$ 及 $\left| \frac{U_2}{U_m} \right|$ 的最小值得到。将 $\left| \frac{U_g}{U_1} \right|$ 对“P”(并联)匹配

网络的阻抗及 Z_g 求导,将 $\left| \frac{U_2}{U_m} \right|$ 对“S”(串联)匹配网络的阻抗及 Z_m 求导,可得极值。“P”和“S”网络的匹配效果 μ 可以这样来表征:

$$\mu = \frac{\text{加匹配网络后,最差情况下的衰减因子}}{\text{截止频率 } f_L \text{ 下不加匹配网络时的衰减因子}} \quad (13.3-49)$$

式(13.3-49)中的值通常大于 1。因为,在阻抗失配条件下,电压衰减因子通常总是小于加了匹配网络以后的电压衰减因子。“P”网络的匹配效果用 μ_P 来表示,“S”网络的匹配效果用 μ_S 来表示,则可以求得对并联电阻 R_P 及串联电阻 R_S 的限制,并可表示成输入阻抗的形式:

$$R_P < X_{10}(\omega_L) \times \sqrt{\mu_P^2 - 1} \quad (13.3-50)$$

$$R_S > \frac{X_{2S}(\omega_L)}{\sqrt{\mu_S^2 - 1}} \quad (13.3-51)$$

式中: $X_{10}(\omega_L)$ 为由输入端看入,在 f_L 处的开路阻抗; $X_{2S}(\omega_L)$ 为由输出端看入,在 f_L 处的短路阻抗。

由图 13.3-39 可见,“P”匹配网络接在 LC EMI 滤波器的输入端,因此,这时滤波器的等效源阻抗 Z_{P_0} 变为“P”匹配网络的阻抗与 Z_g 并联。同样道理,滤波器的等效负载阻抗 Z_{S_m} 等于“S”匹配网络的阻抗与 Z_m 串联。而 Z_{P_0} 和 Z_{S_m} 的大小和性质则随频率和 Z_g 、 Z_m 而变。此外,也可从另一角度来理解对匹配网络中所接电阻 R_P 、 R_S 的限制。在滤波器原边输入阻抗 Z_{1i} 低于其最小值时,“P”匹配网络的接入必然减小了从滤波器噪声源看的总输入阻抗,从而消除了因 Z_g 阻抗失配造成的不良影响;当滤波器二次侧输入阻抗 Z_{2i} 高于其最小值时,“S”匹配网络的接入必须要能增加向电网(负载)侧的输入阻抗,从而消除因 Z_m 阻抗失配造成的不良影响。在这种情况下,阻抗匹配情况对输入阻抗的影响可以用 ϵ 来表征,它等于带匹配网络时,从滤波器向源和向负载侧看入的输入阻抗与不带匹配网络时的相应输入阻抗的比

值。根据上述分析,可以将对匹配网络参数选择的限制,写成如式(13.3-52)和式(13.3-53)所示的形式,即

$$|Z_{Pg}| = |Z_g // Z_p| < 2\epsilon_p Z_{li, \min} \quad (13.3-52)$$

$$|Z_{Sm}| = |Z_m + Z_s| > \frac{Z_{2i, \min}}{2\epsilon_s} \quad (13.3-53)$$

借助于选取低的 ϵ_s 和 ϵ_p , LC滤波器电路将工作在接近于阻抗匹配状态,由于这时 Z_g 和 Z_m 的变化对带匹配网络的EMI滤波器的输入阻抗不会造成明显影响。应当指出,即使 $\epsilon < 0.1$,最差情况下EMI滤波器的设计也不会十分困难,这是由于滤波电路和匹配网络的电压衰减因数通常等于或大于插入损耗。LC滤波器希望得到的理想衰减因子 K_0 ,可以依据最坏情况EMI滤波器的衰减因子的计算公式进行计算:

$$IL_S \geq K = K_0 \times \frac{(1-\epsilon_p)(1-\epsilon_s)}{\mu_p \mu_s} \quad (13.3-54)$$

为了简化设计方法,这里假设 ϵ_p 较小,并且与 Z_m 值无关时,一次输入阻抗的最小值与二次开路时截止频率 f_L 处的输入阻抗相等:

$$Z_{1\min} = Z_{10}(\omega_L) = X_{1m} \quad (13.3-55)$$

在 ϵ_s 较小,并且与 Z_g 无关,二次侧输入阻抗的最小值与一次侧短路时,在截止频率 f_L 处的输入阻抗相等,即

$$Z_{2i, \min} = Z_{1s}(\omega_L) = X_{2m} \quad (13.3-56)$$

自行设定 $\mu_s, \mu_p, \epsilon_s, \epsilon_p$ 的值,根据式(13.3-54)~式(13.3-66)匹配网络的元件值,可按式(13.3-57)~式(13.3-62)进行计算,即

$$C_p \geq \frac{1}{\epsilon_p \omega_L X_{1m}} \quad (13.3-57)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_p X_{1m} - \sqrt{(\epsilon_p X_{1m})^2 - \frac{1}{(\omega_L C_p)^2}} &\geq R_p \\ &\geq \epsilon_p X_{1m} + \sqrt{(\epsilon_p X_{1m})^2 - \frac{1}{(\omega_L C_p)^2}} \end{aligned} \quad (13.3-58)$$

$$R_p \geq \frac{1}{\omega_L C_p \sqrt{\mu_p^2 - 1}} \quad (13.3-59)$$

$$L_s \geq \frac{X_{2m}}{\epsilon_s \omega_L} \quad (13.3-60)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\frac{\epsilon_s}{X_{2m}} + \sqrt{\left(\frac{\epsilon_s}{X_{2m}}\right)^2 - \frac{1}{(\omega_L L_s)^2}}} &\leq R_s \\ &\leq \frac{1}{\frac{\epsilon_s}{X_{2m}} - \sqrt{\left(\frac{\epsilon_s}{X_{2m}}\right)^2 - \frac{1}{(\omega_L L_s)^2}}} \end{aligned} \quad (13.3-61)$$

$$R_s \leq \omega_L L_s \sqrt{\mu_s^2 - 1} \quad (13.3-62)$$

式(13.3-57)~式(13.3-62)仅仅适用于 ϵ_p 和 ϵ_s 非常小时的LC滤波器。当 ϵ 的值不是非常小时,可以采用图13.3-40所示的改进的匹配网络,这时失配情况下EMI滤波器设计与前述方法相同。

图13.3-40中,“P”匹配网络中的电感器 L_p ,用来进一

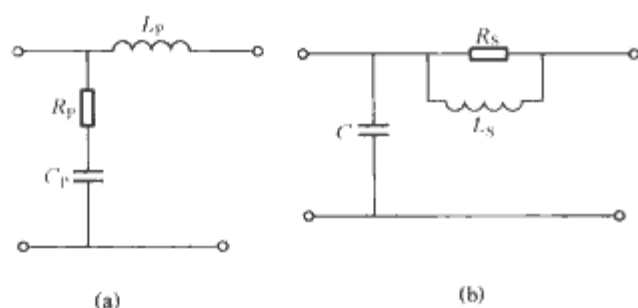


图 13.3-40 改进的匹配网络
(a)“P”接口网络; (b)“S”接口网络

步减小源阻抗 Z_g 变化对从二次看入的输入阻抗,即对 ϵ 数值的影响。“S”匹配网络中的电容器 C_s 用来减小负载阻抗 Z_m 的变化和从一次看入的输入阻抗的相互影响。电感器 L_p 的电感量和电容器 C_s 的电容量可按式(13.3-63)~式(13.3-65)计算,即

$$L_p = \frac{1 + (\omega_L C_p R_p)^2}{2R_p (\omega_L C_p)^2} \quad (13.3-63)$$

$$C_s = \frac{R_s^2 + (\omega_L L_s)^2}{2R_s (\omega_L L_s)^2} \quad (13.3-64)$$

$$IL_S \geq K = K_0 \frac{1}{\mu_p \mu_s} \quad (13.3-65)$$

前面所述的设计思想和设计公式,虽然是针对LC滤波器的,但是,只要遵循下列设计原则,它们也适用于另外的电路结构:“P”匹配网络提供一个并联损耗支路,接在滤波器输入阻抗高的一侧;“S”匹配网络提供一个串联损耗支路,接在滤波器输入阻抗低的一侧。

3.1.4 其他电路结构EMI滤波器匹配网络的计算

(1) 低输入阻抗和高输出阻抗——CL结构。如前所述,该电路结构的输入端应接“S”匹配网络,输出端接“P”网络。最坏情况下的衰减因子等于:

$$IL_S \geq K = K_0 \frac{1}{4\epsilon_p \epsilon_s} \left(\frac{\omega}{\omega_L}\right)^2 \quad (13.3-66)$$

式中:系数 $\frac{1}{4\epsilon_p \epsilon_s}$ 反映了滤波器输入端的RC衰减器及输出端的LR衰减器对电压衰减的影响。输入衰减器由“S”网络的串联电阻 R_s 和滤波电路的电容器组成;输出衰减器则由滤波电路的电感器和“P”网络的并联电阻 R_p 组成。

(2) 低输入阻抗和低输出阻抗—— π 结构。该结构的输入及输出端均应接“S”匹配网络,最差情况下的衰减因子可按式(13.3-67)计算,即

$$IL_S \geq K = K_0 \frac{1 - \epsilon_{s0}}{2\epsilon_{si} \mu_{s0}} \frac{\omega}{\omega_L} \quad (13.3-67)$$

式中,系数 $\frac{1 - \epsilon_{s0}}{2\epsilon_{si} \mu_{s0}}$ 反映了滤波器输出端(用下标o表示)和输入端(用下标i表示)衰减器对电压衰减的影响。这两个衰减器分别由“S”网络的串联电阻 R_s 和滤波电路的输入电容组成。

(3) 高输入阻抗和高输出阻抗——T结构。应在T型滤波器的输入端及输出端分别接“P”匹配网络,构成适应最坏情况的EMI滤波器。它的衰减因子为

$$IL_S \geq K = K_0 \frac{1 - \epsilon_{p0}}{2\epsilon_{p0} \mu_{p0}} \frac{\omega}{\omega_L} \quad (13.3-68)$$

综上可得最差阻抗匹配情况下应用阻抗匹配网络EMI滤波器的设计步骤。

1) 首先决定最合适的滤波器结构。即根据对EMI滤波器插入损耗的大小,源和负载阻抗的大小,选择最合适的EMI滤波器电路形式。对于最差阻抗匹配情况的EMI滤波器,在插入损耗要求不太高的场合,最好采用单级滤波器,并加上合适的阻抗匹配网络,而不要采用多级滤波器。

2) 设置匹配效果系数 μ 和输入阻抗匹配系数 ϵ 的数值。

3) 设计匹配网络和滤波器电路的元件参数。匹配网络元件的数值由式(13.3-67)~(13.3-75)进行计算,其实际采用的数值,在满足上述不等式限制条件下可自由选用。 C_p , L_s 的数值应当越小越好,目的是力求减小低频损失,如果可能的话, μ_s 和 μ_p 的数值应当设为小于 $\sqrt{2}$ 。

4) 如果 μ 和 ϵ 的数值设置不当的话,计算得到的匹配网络元件的数值将会不切实际,这时必须重新设置 μ 和 ϵ 的数

值，并重新计算，直到满足要求为止。

3.1.5 电源 EMI 滤波器允许的最大串联电感量和最大接地滤波电容量

当 EMI 滤波器所采用的串联电感还受到电源频率下允许电压降的限制，不能选得太大。而接地的滤波电容器的容量则因安全及防止触电的原因，受到允许接地漏电流的限制，也不能选得太大。

3.1.5.1 电源 EMI 滤波器允许的最大串联电感

设滤波器中串联电感器的电感量为 L ，等效电阻为 R ，电网频率为 ω_m ，网侧额定工作电流为 I_m ，在电网频率下，电感器上的压降为

$$\Delta U = i_m Z_{lm} = I_m \sqrt{R^2 + (\omega_m L)^2} \quad (13.3-69)$$

考虑到电网中可能产生的浪涌电流的影响，通常 ΔU 只允许限制在额定工作电压的百分之几。如果忽略电感器内电阻 R 上的电压降，假设允许电感器上的电压降等于 ΔU_{max} ，则允许串接电感 L_{max} 的数值为

$$L_{max} = \frac{\Delta U_{max}}{2\pi f_m I_m} \quad (13.3-70)$$

3.1.5.2 电源 EMI 滤波器允许的最大滤波电容

开关电源常用的 EMI 电源滤波器如图 13.3-41 所示。

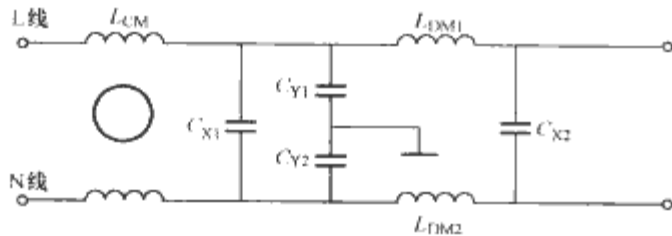


图 13.3-41 常用的 EMI 电源滤波器

图 13.3-41 中 L_{CM} 为抑制共模传导干扰的共模电感， L_{DM1} 和 L_{DM2} 为抑制差模传导干扰的差模电感，该差模电感可以利用共模电感的漏感，也可以专门设置。跨接在 L 线和 N 线之间的电容 C_{X1} 和 C_{X2} 称为 X 电容器，通常为微法级大小，用于抑制差模干扰；跨接在 L 线(N 线)与接地线之间的电容 C_{Y1} 和 C_{Y2} 称为 Y 电容器，通常为纳法级大小，用于抑制共模干扰。X、Y 电容器通常又被称为安规电容，当 X 或 Y 电容器失效时，不会引起电击，不会危及人身安全。X 电容器分为 X1、X2 和 X3 共 3 个等级，Y 电容器分为 Y1、Y2、Y3 与 Y4 共 4 个等级。

选用 X 电容器时不仅要考虑 X 电容器额定电压不能低于正常工作的电网电压，而且还需要考虑 X 电容能承受的异常峰值电压是否符合电路/设备要求。不同国家对跨线 X 电容的安全标准都有严格规定，必须使用经过安全认证的，根据 IEC60950/EN60950 规定，X 电容分类见表 13.3-6 所示。

表 13.3-6 IEC60950/EN60950 对 X 电容的分级要求

X 电容 分级	应用中允许的 脉冲电压峰值	应用场合	连续测试实验中所加的 浪涌电压峰值
X1	$>2.5\text{kV}$ $\leq 4.0\text{kV}$	高的峰 值电压	若 $C \leq 1.0\mu\text{F}$: $U_p = 4.0\text{kV}$ 若 $C > 1.0\mu\text{F}$: $U_p = (4/\sqrt{C})\text{kV}$
X2	$\leq 2.5\text{kV}$	一般要求	若 $C \leq 1.0\mu\text{F}$: $U_p = 2.5\text{kV}$ 若 $C > 1.0\mu\text{F}$: $U_p = (2.5/\sqrt{C})\text{kV}$
X3	$\leq 1.2\text{kV}$	一般要求	无

选用 Y 电容器时，不仅要考虑耐压，由于它跨接在 L 线(N 线)和地线上，其电容量的大小也受到限制，即在额定电压和额定频率作用下，流过 Y 电容的漏电流的大小不能超过允许接地电流 I_g 。允许的接地漏电流与设备类型和工作条件有关，不同国家对漏电流的规定见表 13.3-7。

表 13.3-7 不同国家对漏电流的规定

国家	标 准	漏电流(mA)			
		设备及部件			
		便携 式	固定式	可接触	不可 接触
美国	UL 478 UL 1283	最大 5mA, 120V/60Hz 最大 0.5~3.5mA, 120V/60Hz			
加拿大	CSA 22.2NO.1	最大 5mA, 120V/60Hz			
国际	CEE 10(家用传动 设备)	0.75	3.5	0.25	5.0
	CEE 11(家用加热 设备)	0.75	5mA/kW	—	—
	CEE 12(便携式加 工工具)	0.5	—	0.5	3.5
德国	VDE 0720(家用加 热设备)	3.0	0.75mA/kW	0.5	—
	VDE 0730(家用电 器)	0.5	3.5	0.5	—
	VDE 0740(便携式 工具)	0.5	—	0.5	3.5
	VDE 0875(噪声过 滤器)	0.5	3.5	0.1	3.5

允许采用的 C_Y 的最大值为

$$C_Y = \frac{I_g}{U_m \times 2\pi f_m} \times 10^6 \quad (\text{nF}) \quad (13.3-71)$$

式中： U_m 为电网电压； f_m 为电网频率，Hz； I_g 为允许的接地漏电流，mA。

根据 IEC60950/EN 60950 规定，Y 电容分类见表13.3-8 所示，可供选择 Y 电容时参考。

表 13.3-8 IEC 60950/EN60950 对 Y 电容的分级要求

Y 电容分级	绝缘类型	额定交流电压 (V)	测试时所加 浪涌电压峰值 (kV)
Y1	双重绝缘或 加强绝缘	≤ 250	8.0
Y2	基本绝缘或 附加绝缘	≥ 150 ≤ 250	5.0
Y3	基本绝缘或 附加绝缘	≥ 150 ≤ 250	—
Y4	基本绝缘或 附加绝缘	≤ 150	2.5

据此，允许 EMI 电源滤波器 LC 乘积的最大值为

$$L_{max} C_{Ymax} = \frac{\Delta U_{max} I_m}{I_g U_m} \frac{1}{\omega_m^2} \quad (13.3-72)$$

3.1.6 多级电源 EMI 滤波器的设计

在有些对滤波器插入损耗要求较高的场合(如 $IL > (40 \sim 50)\text{dB}$)，采用有阻抗匹配网络的单级 LC 滤波器不能符合要求，这时就不得不采用多级滤波器。为了便于利用式(13.3-41)设计多级电源 EMI 滤波器，图 13.3-42 绘出了三组对应不同 LC 乘积值时，单级、两级及三级 LC 滤波器的电压衰减(插入损耗)的频率特性。

下面用一数例对如何应用图 13.3-41 中曲线进行说明：例如，我们希望设计一个电源 EMI 滤波器，要求它在 160kHz 时，电压衰减达到 80dB，从图 13.3-41 可得：

若用单级 LC 滤波器，得 $LC = 10^4 \mu\text{H}\mu\text{F}$ ；

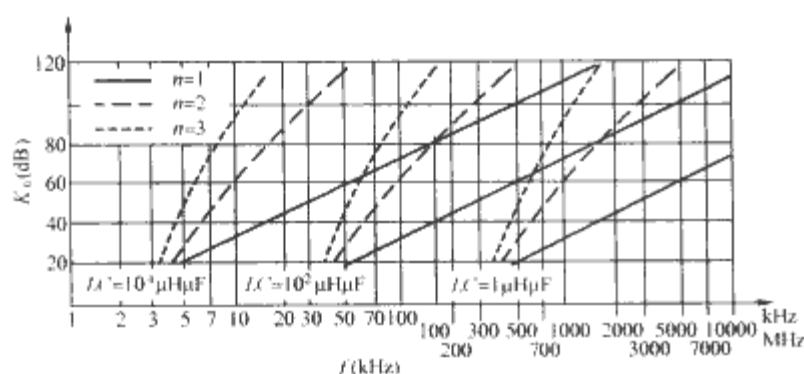


图 13.3-42 多级 LC 滤波器电压衰减的频率特性

若用两级 LC 滤波器，得 $LC=10^2 \mu\text{H}\mu\text{F}$ 。

显然，若采用两级滤波，LC 乘积大大减小，无论是滤波器的成本、体积还是重量均大大减小，而且阻抗失配对滤波器插入损耗特性的影响也大大减小。当然，在设计时，如能同时考虑阻抗失配的因素，即首先根据阻抗失配情况，选取合适的 LC 滤波电路结构，然后再根据对 $L_{\text{max}}C_{\text{max}}$ 乘积的限制，选取滤波器的级数和具体的 L、C 参数，那就更加合理了。

3.2 EMI 滤波器的布局和装配

EMI 滤波器的安装和实际布局，对它能否充分发挥抑制 EMI 的作用极大，这里将有关重要的注意事项概括如下：

(1) EMI 滤波器应当安装在尽量靠近欲抑制噪声的端子处。为了保证得到最好的噪声抑制效果，滤波器接入电网或供电网络通常不用保险丝，因此，滤波器中用的电容器必须要注意安全可靠，并且滤波器的盒盖上应当清楚地标明警告标志。必须指明，即使在电气设备断电的情况下，滤波器也仍旧接在电源网络中。滤波器的外壳必须设计成即使人们意外地接触外壳也不会引起触电的结构，并且必须用不易腐蚀的材料制成。对于小电流的 EMI 滤波器，还特别要注意将它们良好地屏蔽起来。

(2) 在设计和装配 EMI 滤波器时，必须做到无论是电网中的瞬态电压，还是电气设备引起的浪涌电流，均不会造成滤波器的损坏。为此，对一个 EMI 滤波器，必须特别说明两个工作限制条件，即能正常连续工作的条件和极限工作条件。

(3) 大电流 EMI 滤波器的损耗可能会很大，能量将大部分损耗在 EMI 扼流圈上，因此，必须十分注意它们的有效冷却，并尽量使它们与滤波电容器远离。

(4) 电力电子装置常常导致非正弦的网侧电流，低次谐波较强，因此可能引起明显的音频噪声。所以，应将 EMI 滤波电感线圈进行浸渍处理，将铁心胶合，再用有弹性的紧固物将 EMI 滤波电感器紧固，以减小这种噪声。

(5) 在正确安排 EMI 滤波器内部的元件位置时，应主要考虑 3 个方面的问题，即滤波电感器的杂散磁场、滤波电容器的引线走向和接地。下面分别加以说明。

圆筒型滤波电感线圈通常会产生很强的杂散磁场，它们通常集中在电感器两边端口处。因此，滤波电容器及滤波器内所有引线应当尽量远离电感器的端口。工作频率的磁场可能由于安装滤波器的铁质装配元件，而增加 EMI 滤波器的损耗，更坏的是还可能构成一个热源。为此，应当用非磁性的材料紧固 EMI 滤波器。对于三相电网中的电源 EMI 滤波器，滤波电感器的筒形线圈常常靠在一起，它们之间存在一种“补偿效应”，使电网频率的漏磁场减弱，而使插入损耗增大。

滤波电容器的性能好坏在很大程度上取决于其引线长度。特别要提起注意的是，即使它的引线只有 (3~5)cm，那也会使滤波器对几兆赫的插入损耗大大降低。滤波器的输

入和输出电路应当尽量相互分开，输入和输出电路和元件之间的距离必须尽量大一些，其原因主要有两点：①可以减弱噪声源电路及被滤波电路之间的辐射耦合；②可以避免构成公共的输入输出电路之间的地通路。在低电流情况下，这点就更为重要，因为输入和输出电路的电流即使在地阻抗十分低的情况下也会流过公共地阻抗产生耦合。

此外，电源 EMI 滤波器中用的滤波电容必须配接一个 $0.1 \sim 1\text{M}\Omega$ 的泄放电阻，当切断 EMI 滤波器时，它为滤波电容器提供放电通道，保证电容器在几秒钟内完成放电。

最后，必须指出，在对带有 EMI 滤波器的电子装置进行绝缘耐压试验时，必须特别当心。因为试验时，滤波器中的 C_Y 电容将同时承受试验电压，如果 C_Y 电容耐压足够，可以进行直流耐压试验；如果必须对设备进行交流耐压试验的话，必须将滤波器中的 C_Y 断开，否则可能导致装置绝缘达不到要求的错误结论。

3.3 直流电源去耦滤波器设计

3.3.1 直流电源的公共阻抗

在大多数的电子系统中，直流电源及其配电系统为许多电路所公用，它们不允许成为这些电路相互耦合的通道。一个电源配电系统的主要功能，应当是在负载电流变化的条件下，给所有负载提供一个近于恒定不变的直流电压，因此，由负载而产生的任何交流信号不允许在直流电源母线上产生任何交流压降。

一个理想的直流电源应当是一个内阻抗为零的恒压源，显然，实际上这是不可能的。不仅电源本身具有一定的内阻抗，而且通过电源连接到诸电路的导线——电源母线——也具有一定的阻抗。图 13.3-43 所示为一个十分典型的直流电源供电系统原理电路，图中 U_{DC} 可以是一个蓄电池、电源或者一台变流器，其输出端通过熔丝 FU 以及电源母线连到可变负载电阻 R_L ，C 为负载端的旁路滤波电容。

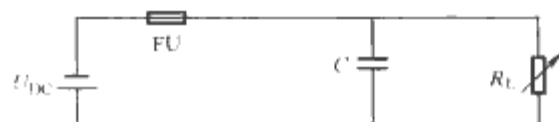


图 13.3-43 直流电源供电系统原理电路

图 13.3-44 所示为图 13.3-43 的实际等效电路，图中 R_S 为电源的内阻抗， R_F 为熔丝的等效电阻。元件 R_T 、 L_T 和 C_T 为电源母线视为传输线的等效分布电阻、分布电感和分布电容。 U_N 是从其他电路耦合到电源母线回路的集总等效噪声电压， R_C 、 L_C 为旁路电容 C 的等效引线电感及等效串联损耗电阻。

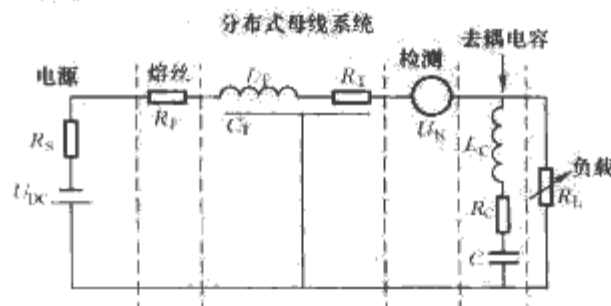


图 13.3-44 直流供电系统的实际等效电路

如前所述，噪声电压 U_N 的大小，可以通过合理的屏蔽及接地减小到最低限度。旁路电容 C 应选用低电感的图 13.3-45 所示为图 13.3-44 的简化分析电路，下面着重讨论与电源供电系统性能直接相关的问题：系统的静态或直流特性和系统的瞬态或噪声特性。

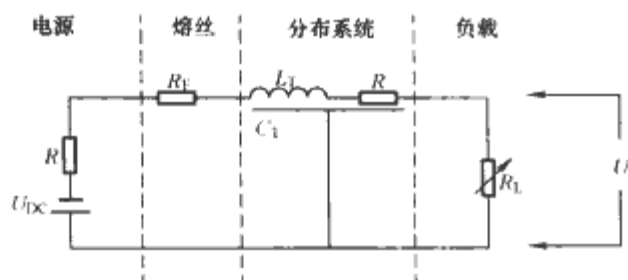


图 13.3-45 图 13.3-44 的简化分析电路

3.3.1.1 直流电源系统的静态特性

静态压降取决于最大负载电流和电阻 R_S 、 R_F 和 R_T 的大小。源电阻 R_S 可以通过改善电源的调整特性来减小。 R_T 是电源母线截面积 A 、长度 l 和母线材料电阻率 ρ 的函数，即 $R_T = \rho/A$ 。所以最低的直流负载电压为

$$U_{L,\min} = U_{DC,\min} - I_{L,\max}(R_S + R_F + R_T)_{\max}$$

3.3.1.2 直流电源系统的瞬态特性

直流供电电路中产生的瞬态噪声电压，起源于电源负载电流的突变 ΔI_L 。如果假设该电流变化是瞬时的，则因之产生的瞬变电压的幅值 ΔU_L 是电源供电传输线特征阻抗 Z_0 的函数，即

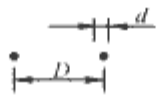
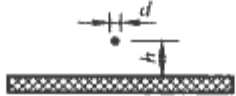
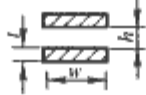
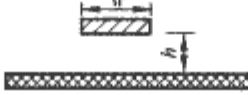
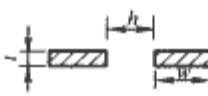
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_T}{C_T}} \quad (13.3-73)$$

$$\Delta U_L = \Delta I_L Z_0 \quad (13.3-74)$$

为了减小 ΔU_L ，要求直流供电母线的特征阻抗 Z_0 尽量低（典型值应当小于几欧姆）。由式(13.3-73)可知，要求 L_T 尽量小， C_T 尽量大。为了减小 L_T 和增大 C_T ，供电母线应用矩形截面的导线，并使两条母线尽量靠近。表 13.3-9 列出了几种不同母线结构及对应的特征阻抗。这些公式所列举的条件不满足时，也可用这些公式进行近似计算，但由于边界效应，计算值要比实际值偏大。最好的供电母线结构是用两条尽量宽的扁平导体叠合，中间放一层高介电常数的绝缘材料。例如，供电母线采用两条宽 6.35mm 的扁平导线平行交叠，当中用厚度为 0.127mm 的聚酯薄膜绝缘，这种结构的供电母线的特征阻抗 Z_0 则很低。

$$Z_0 = \left[\frac{377}{5^2} \left(\frac{0.127}{6.35} \right) \right] \Omega = 3.4 \Omega$$

表 13.3-9 几种不同的母线结构及对应的特征阻抗

并行线		$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arccosh} \left(\frac{D}{d} \right)$ $D/d \geq 3, Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{2D}{d} \right)$
地面上的线		$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arccosh} \left(\frac{2h}{d} \right)$ $2h/d \geq 3, Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{4h}{d} \right)$
并行扁平导体		$W \gg h \text{ 和 } h \gg t, Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{h}{W} \right)$
地面上的扁平导体		$W \gg h, Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{h}{W} \right)$
相邻的扁平导体		$W \gg h, Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{\pi(h+W)}{W+t} \right]$

显然，这是一种十分理想的低特征阻抗的直流供电母线结构。图 13.3-46 是一种采用这种供电母线结构的与集成电路配用的商品化的供电母线排。

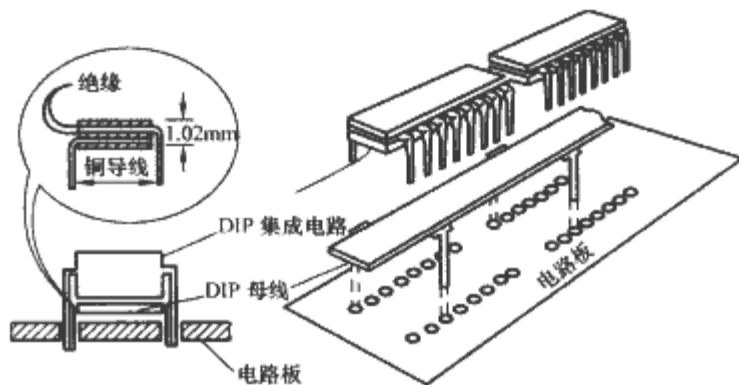


图 13.3-46 与集成电路配用的商品化的供电母线排

值得指出的是，供电母线具有低的特征阻抗和良好的动态特性，对于高速数字脉冲电路，高速开关电路特别重要，而对于处理连续信号的模拟电路虽然并不是十分必需，但是，在比较供电母线噪声特性时，母线的特征阻抗仍是一个十分重要的指标。另外，前述分析也表明，要获得一个低特征阻抗的供电母线是十分困难的。为此，在负载端和供电母线对地之间常常直接跨接一个去耦电容器，提供一个低的源阻抗仍是十分必要的。

3.3.2 放大器的直流电源去耦滤波

直流电源及其供电系统不是理想的电压源，所以常常必须对由它供电的每个电路或每一组电路加接电源去耦滤波器，使由电源内阻抗耦合引起的噪声电平降到最小。众所周知，常用的去耦滤波器有 RC 滤波器和 LC 滤波器两种形式。对于前者，欲滤除的噪声电压转变成热量，为滤波器中的 R 所消耗；而对于后者，则必须保证滤波器的固有谐振频率远低于后接电路的有用信号频率，必须注意，在这种滤波器中，噪声实际上并未真正被消除，而是存储在电感器中，它有可能成为新的辐射噪声源。

这种去耦滤波器在放大器供电电路中已得到普遍应用，这里不加赘述。

3.3.3 电源高频去耦滤波

前已述及，各种金属外壳常常用来屏蔽会引起干扰的高频电路，防止辐射噪声。为了保证这些金属屏蔽外壳具有有效的屏蔽效能，进入或引出屏蔽体的电源线都应当加以适当的去耦滤波，以防止它们将屏蔽体内的高频噪声电压通过电源电缆线带出屏蔽体外。对于音频信号，用一般的电源去耦滤波器已经足够，但是，在高频情况下，应当特别注意保证高频滤波器的有效性。例如，应通过穿心电容器，使屏蔽体内的电源电缆线穿过屏蔽体，并且应用极低引线电感的云母或陶瓷电容器 C_2 接在高频电路的末端，如图 13.3-47 所示。该图列出了四种不同的电源高频滤波的方法，其中第四种用 π 滤波，并将高频滤波电感 RFC 另加屏蔽罩的方式是最好的滤波方式。

值得特别指出的是，在前述各种电源去耦滤波器中，去耦滤波器所用的电容器都必须用引线电感极小的电容器，特别是用于高频滤波的去耦滤波电容器的引线应越短越好。

3.3.4 高速数字脉冲电路中用的电源去耦滤波

高速数字脉冲电路中的电源去耦滤波特别重要，这可以用图 13.3-48 所示的简单电路来说明。

图中 L_P 为电源线的引线电感， ΔI 为门电路在开关过程中由电源供给的门电流变化值。对于一个典型的 TTL 门，设它在导通态时，从直流电源抽取 5mA 的电流，而在截止

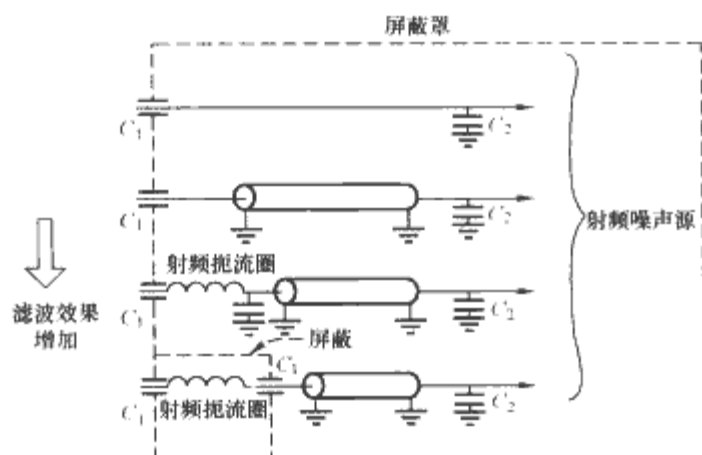


图 13.3-47 不同的电源高频滤波方法

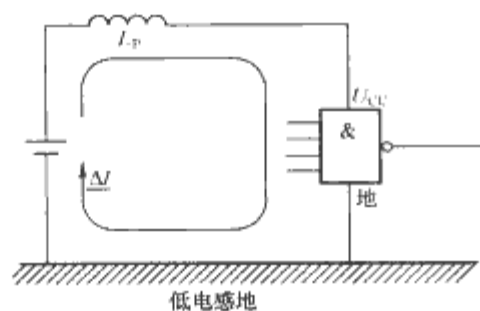


图 13.3-48 高速数字脉冲电路中的电源去耦滤波

态时，只抽取 1mA 的电流，因此，这个门从导通到截止的开关瞬间，由电源供给的电流变化值为 $\Delta I = 4\text{mA}$ ，设其关断时间为 5ns，电源线的引线电感 L_P 为 $0.5\mu\text{H}$ ，可以计算出，这一个门在开关瞬间，在电源线引线电感 L_P 上产生的瞬态电压为

$$U_{L_P} = L_P \frac{di}{dt} = \left(0.5 \times 10^{-6} \frac{4 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-9}} \right) \text{V} = 0.4 \text{V}$$

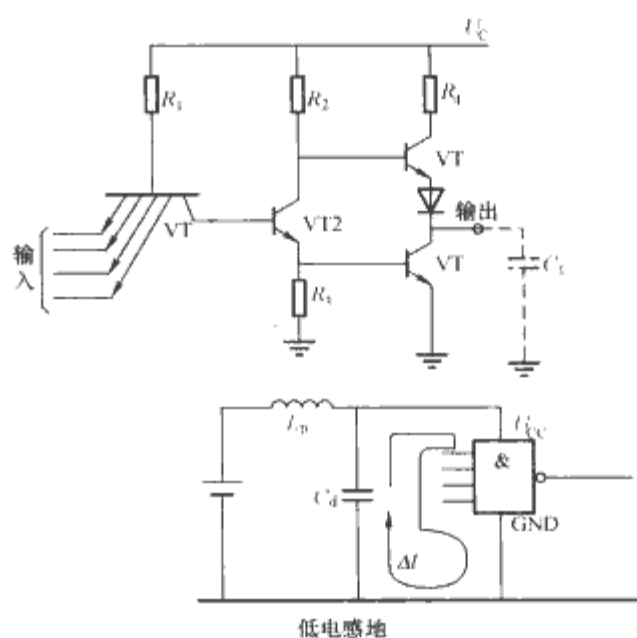
一个实际系统有很多这样的门同时发生开关过程。很显然，它们在 L_P 上产生的总瞬态干扰电压将是十分可观的，有时甚至可能达到或超过 TTL 的供电电源电压（5V）。除此以外， ΔI 流过的电流回路还构成一个等效的环状天线，也会辐射噪声电磁场。

由前述例子我们不难理解，减小电源瞬态噪声电压不外乎采用下列两种办法：①减小电源线的引线电感 L_P ；②减小流过 L_P 的瞬态电流。前者可以采用与“地平面”及“地栅网”类似的方法——在印刷板上采用“电源平面”及“电源栅网”多层印刷板结构，同时采用专用低感电源专用母线的方法。显然，前者是比较麻烦、也是昂贵的解决方案。后者是采用电源高频去耦滤波器的方法，这是比较常用的、经济的、有效的解决方案，其示意图如图 13.3-49 所示。在要求特别高或特别高速的情况下两种方案应当同时采用。

图 13.3-49 中， C_d 为去耦滤波电容器，门电路要求的 ΔI 靠 C_d 放电来提供，如果 C_d 的容量足够大，电源线引线电感 L_P 中流过的瞬态电流将大大减小。特别值得注意的是，如果将 C_d 与门电路紧紧靠在一起，图中 ΔI 所流过的高频电流回路面积很小，使它由此产生的辐射噪声也可以大大降低。

3.3.4.1 总体去耦滤波电容器

上述分析表明，每块集成电路最好配备一只高频去耦滤波电容器，它们在每次开关过程后，都必须重新充电。这个重复充电的任务通常是由放在同一块印刷电路板上的总体电源去耦滤波电容器来承担的，而总体去耦滤波电容器再由电源通过直流母线对它充电。总体去耦滤波器对每个去耦滤波电容器充电的电流频率，通常要比单个高频去耦滤波电容器


 图 13.3-49 利用去耦电容器减小流过 L_P 的瞬态电流

的放电频率要低得多。总体去耦电容器电容量大小通常为所有单个去耦滤波电容器容量总和的 10 倍以上。如果一块印刷电路板上的集成门电路超过 20 块的话，则每隔 15~20 个集成电路，都要安装一个总体去耦滤波器，并应安装在电源母线进入印刷电路板的地方。

总体去耦滤波电容器也必须选择等效串联电感小的电容器，例如，钽电解电容器或金属膜聚碳酸酯电容器。而铝电解电容器的等效串联电感要高一个数量级，不能采用。此外，外部噪声可能通过电源母线进入印刷电路板或系统，而印刷电路板或系统内产生的噪声，也可能通过电源母线传到系统外面，因此，在设计电源母线系统时，还必须考虑到，应将高频瞬态电流力求局限于数字逻辑印刷电路板上，而不允许它们流到直流电源母线中。解决这一问题的最有效的办法是，总体去耦滤波器再串接一个 $1 \sim 10\mu\text{H}$ 的电感器，或在电源母线上加一粒磁珠，然后再将其接到外部电源母线。

3.3.4.2 去耦滤波电容器的选择

用于数字脉冲电路中的去耦滤波电容器，必须能提供 $15 \sim 150\text{MHz}$ 的高频电流，最合适的用于数字脉冲电路的去耦滤波电容器是片状或多层陶瓷电容器，这种电容器的等效串联电感极小适合高频应用。去耦滤波电容器其最小容量 C 必须满足下列条件，即

$$C \geq \frac{\Delta I \Delta t}{\Delta U} \quad (13.3-75)$$

式中： ΔU 为开关时允许的瞬态电压降； Δt 为开关时间； ΔI 为瞬态电流变化值。例如， $\Delta I = 50\text{mA}$ ， $\Delta t = 2\text{ns}$ ， $\Delta U = 0.1\text{V}$ ，可得 $C \geq 0.001\mu\text{F}$ 。

并不是容量大的去耦滤波器就可以得到好的滤波效果，因为通常容量大的电容器，它的等效串联电感也大，其固有谐振频率也就较低。实践证明，对 14 脚和 16 脚的集成电路，最佳的去耦滤波电容值为 $470 \sim 1000\text{pF}$ ，很少用到大于 $0.01\mu\text{F}$ 。而在逻辑集成电路中，通常只有 50% 的门电路经常工作，所以，在设计去耦滤波电容器的容量时，只要考虑这些经常工作的门电路就可以了。但是，在设计动态 RAM 的集成电路时必须注意，由于它的所有单元需要同时刷新，因此就有必要配备比较大容量的去耦滤波电容器。

3.3.4.3 去耦滤波电容器的位置安排

去耦滤波电容器必须紧靠集成电路安装，电容器引线应尽量短，瞬态电流回路面积尽量小。图 13.3-50 所示为去耦

滤波电容器与集成电路连接的分析等效电路图。图中 L_1 为滤波电容器本身的等效电感, L_2 是电容器引线电感, L_3 是集成电路内部引线的引线电感。保持这 3 部分电感最小是去耦滤波设计的关键所在。

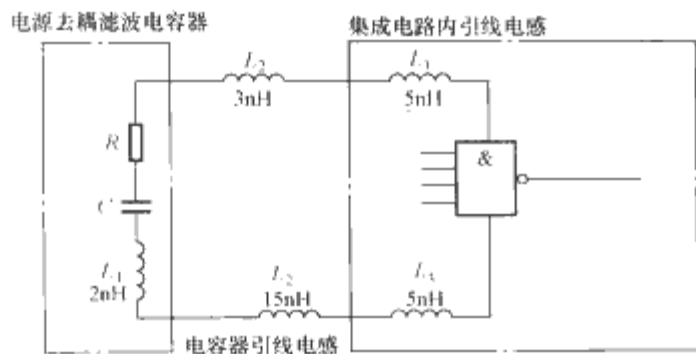


图 13.3-50 去耦滤波电容器与集成电路相连接的等效电路图

图 13.3-51 所示为 3 个不同容量的滤波电容器与 1 个 30nH 的等效电感串联时等效阻抗的频率特性。为了保证良好的滤波效果,在工作频率范围内,其等效阻抗值应控制在 5~10Ω 以内。若用的集成电路为 LSTTL,从图可见采用 0.001μF 的滤波电容器比较合适。图 13.3-52 是去耦滤波电容器的正确安装位置,其中图 13.3-52 (a) 所示的安置不正确,因为电容器的引线太长,而且由电容器构成的回路面积过大,采取图 13.3-52 (b) 布置是比较合理的,如果电源母线采用专用电源母线排则更加理想。

3.3.5 其他去耦办法

对于 24~40 脚的大规模数字集成电路,常常很难找到一种合适的途径,使去耦滤波电容器能够十分紧凑和有效地与它们装在一起,起到良好的去耦作用。这时,只有采用下列几种去耦方式:

- (1) 采用不同封装形式的集成电路(例如针数较少的一种),这样可使内部引线电感从 10~15nH 减小到 4nH。
- (2) 采用装在集成电路底部的分布电容式滤波电容器结构。

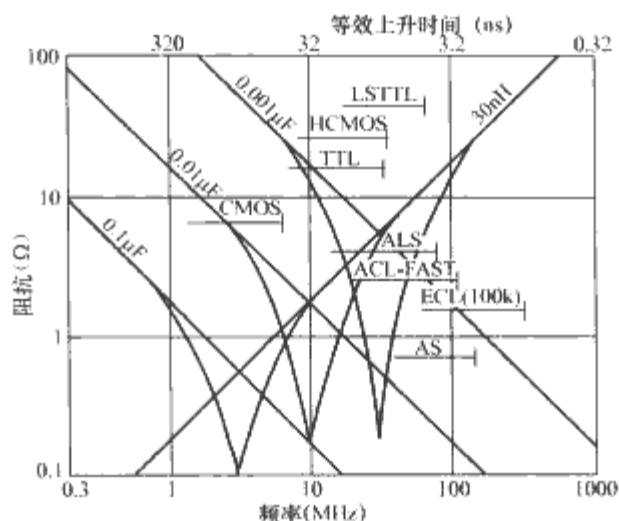


图 13.3-51 3 个不同容量的滤波电容器与 1 个 30nH 的等效电感串联时等效阻抗的频率特性

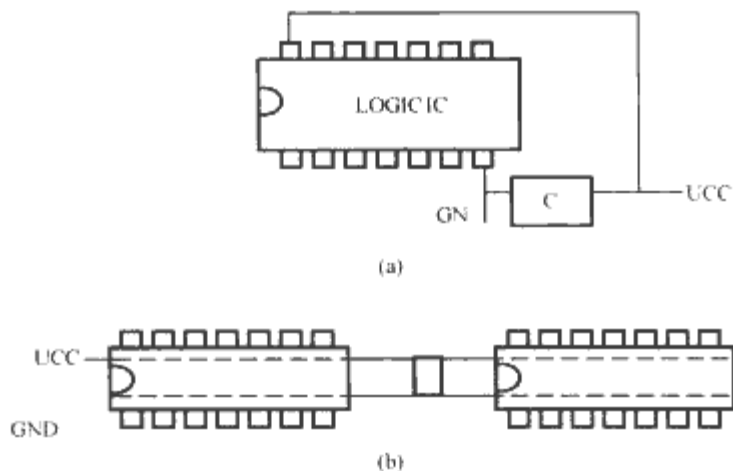


图 13.3-52 去耦滤波电容器正确安装位置
(a) 不良配置; (b) 正确配置

- (3) 在集成电路针脚上,直接对角焊接表面贴装用的滤波电容器。
- (4) 可采用将滤波电容器与集成电路芯片封装在同一个外壳中的特殊的集成电路系列,这是最理想的去耦方式。

第4章 电力电子电路/系统的电磁敏感度

1 电力电子电路/系统电磁敏感度(EMS)概述

EMS旨在分析和衡量设备抵御干扰的能力。一台设备不能通过EMC论证测试,通常是由于两种原因所导致的:①设备产生了超过标准规定的EMI限值;②设备在标准规定的噪声环境中运行不符合要求。EMS就属于后者,它也分为抗传导和抗辐射干扰两大类。

基于IEC标准对民品EMS的测试方法可参考IEC或IEEE的标准说明,对军品的测试应参照MIL-Std. 461/462的说明。虽然这些标准中介绍的测试方法,最初是针对继电器和控制单元设计的,但是它们也同样适合于对半导体设备的抗干扰测试。根据IEC标准和各国规定的标准,传导型EMS的测试方法很多,其中有脉冲冲击试验、高频干扰试验、静电放电试验、快速瞬态脉冲和脉冲群试验等。电气设备/系统工作不正常也并不是由瞬变干扰引起的,供电电压的畸变、跌落的谐波,低频电磁场都可能是导致设备系统工作不正常的重要原因,所以,电力电子电路/系统电磁敏感度既涉及抗电场干扰能力,也涉及抗磁场干扰能力,既涉及抗高频干扰能力,也涉及抗低频干扰乃至抗市频干扰的能力。

实际上,电力电子电路/系统EMS包含了两方面内容:电力电子电路/系统抗外部电磁干扰的能力;装置/系统内部的电压电流采样电路、控制电路以及驱动电路等敏感电路对装置/系统本身所产生电磁噪声的抗干扰能力。无论是电力电子电路/系统内部还是外部的电磁噪声,采用前面章节讨论的屏蔽、接地以及滤波等基本干扰抑制技术均能进行有效的抑制,换句话说,屏蔽、接地以及滤波是降低电力电子电路/系统传导和辐射电磁敏感度的有效手段。即便如此,它们对于雷击浪涌(Surge)、电快速瞬变脉冲/脉冲群(EFT/Burst)等瞬态干扰的抑制作用还是很有限的,另外电力电子电路/系统内部的一些机械开关产生的瞬态干扰也有其特殊性。这些瞬态干扰的作用特点是持续时间短、电压(或电流)幅度高(可达几百伏至上千伏,或者几百安上万安培),瞬态能量大、随机性强。这样强大的瞬态干扰对变流器的可靠工作危害很大,轻者造成控制电路和驱动电路失效,程序误判或跑飞,严重的甚至导致电子元件、线路、部件或整台装置和系统严重损伤乃至损坏,因此必须采取特殊的防护措施以提高电力电子电路/系统抗雷击浪涌、电快速瞬变/脉冲群以及静电放电等瞬态干扰能力,以降低电力电子电路/系统对瞬态干扰的敏感度。

为此,本章着重针对电力电子电路/系统EMS的要求,讨论电力电子电路/系统瞬态干扰及其防护技术。

2 瞬态干扰产生机制

产生瞬态浪涌干扰的原因主要有两个因素:①公用电网或者变流器内部开关切换感性负载电路导致浪涌;②自然雷击对变流器产生雷击浪涌干扰。产生静电放电现象的机理很多,人体是主要的静电放电源。因为运动中的人体,在干燥的环境中可以产生并积累大量的静电电荷,并可达到很高的

电位值,当人体接触接地的电气电子设备时,就会产生静电放电现象,对电气电子设备产生干扰。当带静电的物体接触到导电物体表面时也将产生瞬时静电放电现象。对电气电子设备影响最严重的静电放电现象发生在具有尖锐表面的金属带电物体向电气电子设备放电。静电放电现象对电气电子设备造成危害的主要原因是放电过程中瞬间产生的高达数十千安培的放电电流所致。

3 瞬态干扰抑制

3.1 感性负载开关切换及防护

电力电子电路/系统内部往往包含了变压器、电感器、继电器或者电动机等电感性器件,这些器件的接通和关断往往引起瞬态干扰,因此首先必须对系统内部产生的瞬态干扰有足够的认识并进行必要的抑制。

当闭合和断开电感负载电路时,在电感器的两端就将产生瞬态电压,该瞬态电压对电感线圈的寄生电容进行反复充电,如图13.4-1所示。图13.4-1(a)是一个简单的带电感负载的开关电路,图中 I_0 为流过电路的电流, C 为电感线圈的杂散电容。打开开关 S 时,如果开关 S 的机械触头没有被击穿,则开关 S 两端将产生瞬态电压, L 、 C 将产生谐振,谐振产生的瞬态端电压如图13.4-1(b)所示。

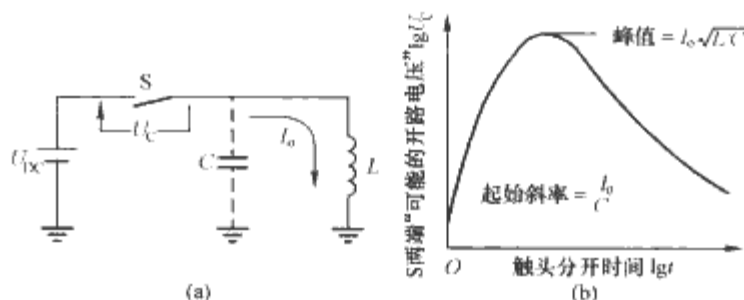


图 13.4-1 带电感负载的开关电路中,开关打开时开关两端产生“可能的开路电压”
(a)电感负载开关电路;(b)开关两端的电压

另一方面,如果电容 C 很大,根据电容电压不能突变的原理,则开关打开时不会出现瞬态高压,但是开关 S 闭合时,会产生很大的电容器充电电流。

由上述分析可见,对所有有触点开关控制的电路(特别是电感性负载电路)而言,在开关断开或闭合瞬间,开关触头间都可能因电感存储磁能的释放,造成瞬态高压或瞬态冲击电流,而出现击穿和放电过程,导致放电辐射和传导浪涌噪声,而且还会因之降低触头使用寿命。因此,在设计时必须采取措施,对电感负载以及机械触头进行防护。

常用的用于抑制电感两端瞬态电压的6种电路网络如图13.4-2所示,并联在电感负载两端的电路为电感负载释放瞬态能量提供了通路。图13.4-2(a)~(c)以及图13.4-2(f)电路适用于交流开关电路,其余适用于直流开关电路。各种瞬态抑制电路各有优缺点。图13.4-2(a)由于电阻 R 在电感负载稳态运行时也消耗功率,因此只能用于小功率电路中。其余的瞬态抑制电路在稳态时不消耗功率。

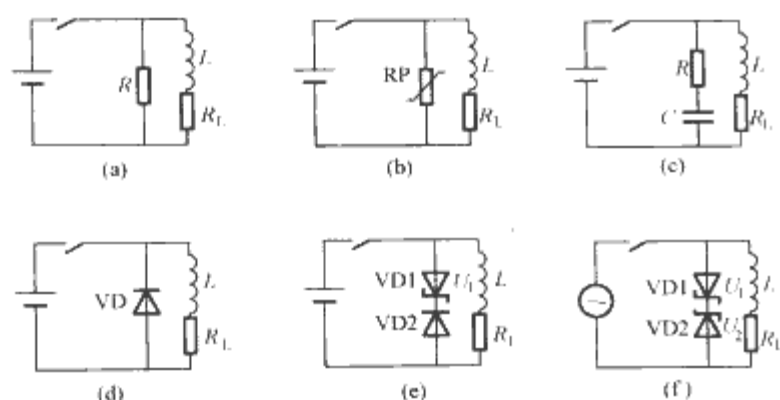


图 13.4-2 常用的用于抑制电感
两端瞬态电压的电路网络

用于抑制电感负载两端瞬态电压的电路网络如图 13.4-3 所示。图 13.4-3(a)所示瞬态抑制电路最简单，直接在触头开关两端并联一个大电容，这种方式将在开关闭合时造成大的电弧冲击电流，对触头和其余电路均不利，因此在实际应用中多采用图 13.4-3(b)~(c)所示的瞬态抑制电路。

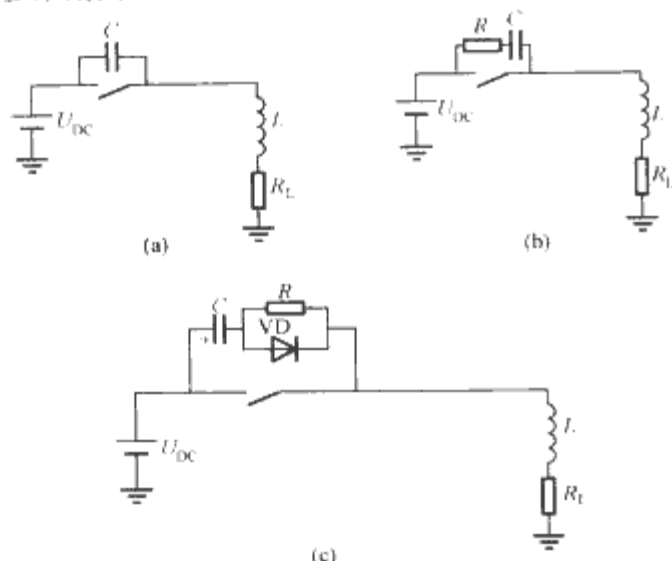


图 13.4-3 抑制电感负载两端瞬态电压的电路网络

3.2 电力电子电路/系统对外部瞬态干扰的抑制

瞬态干扰可能通过电源、信号线或地线进入系统，因此，在对系统进行瞬态干扰防护时，必须在瞬态干扰输入通道的端口上将其有效地抑制。

抑制瞬态干扰的主要手段是采用瞬态干扰保护器件。利用这些器件，或者对瞬态干扰电压进行限幅，或者对瞬态干扰电流进行分流，并将瞬态干扰能量通过这些特殊器件泄放掉。瞬态干扰抑制器件主要有气体放电管、压敏电阻、TVS (TVP) 以及硅瞬变二极管。

气体放电管有真空和空气两类，其基本结构均由两个金属电极组成，当二电极间的电压超过一定值时气隙就会击穿，产生电弧，由原来的绝缘状态转化为导电状态，两电极间电阻静态时高达 $10^9 \sim 10^{10} \Omega$ ，击穿导电时下降至约 0.1Ω 左右，近似短路。导通后放电管两极之间的电压维持在放电弧道所决定的残压水平。两电极气体放电管保护器件结构示意图及其表示符号如图 13.4-4 所示。

真空气体放电管的击穿电压，较充气气体放电管的击穿电压高，一般为 $1 \text{ kV} \sim 1 \text{ MV}$ ，而充气气体放电管的击穿电压，一般为 $0.1 \sim 1 \text{ kV}$ ，因此作为瞬态干扰保护器件，多采用充气气体放电管。充气气体放电管的优点是：可以允许高的过冲电压 ($1 \sim 2 \text{ kV}$)，大的放电电流 ($> 50 \text{ kA}$) 以及可以应用于较高频率的电路中，因为这种器件有很高的绝缘电阻 ($10^9 \sim 10^{10} \Omega$) 及很小的固有电容 ($1 \sim 7 \text{ pF}$)，所以气体放

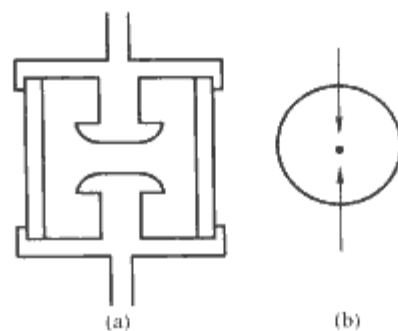


图 13.4-4 两电极气体放电管保护
器件结构示意图及其表示符号
(a) 结构示意图；(b) 表示符号

管对设备的正常工作没有影响。但这种器件的主要缺点是，击穿电压较高 ($0.1 \sim 1 \text{ kV}$) 及响应时间较慢 (约 100 ns)，这就限制了它们的使用。因此，气体放电管往往被用作第一道瞬变高电压、大电流的保护器件，必须和其他保护器件组合使用，才可能达到比较好的防护效果。

气体放电管的主要特性参数如下。

(1) 直流放电电压。在上升陡度低于 100 V/s 的电压作用下，放电管开始放电的平均电压值称为其直流放电电压。

(2) 冲击放电电压。在具有规定上升陡度的暂态电压脉冲作用下，放电管开始放电的电压值称为冲击放电电压。放电管的响应时间或动作时延与电压脉冲的上升陡度有关，对于不同的上升陡度，放电管的冲击放电电压不同。

(3) 工频耐受电流。放电管通过工频电流 5 次，使管子的直流放电电压及绝缘电阻无明显变化的最大电流称为其工频耐受电流。

(4) 冲击耐受电流。将放电管通过规定波形和规定次数的脉冲电流，使其直流放电电压和绝缘电阻不会发生明显变化的最大电流峰值称为管子的冲击耐受电流。这一参数是在一定波形和一定通流次数下给出的，制造厂通常给出在 $8/20 \mu\text{s}$ 波形下通流 10 次的冲击耐受电流，也有给出在 $10/1000 \mu\text{s}$ 波形下通流 300 次的冲击耐受电流值。

(5) 绝缘电阻和极间电容。放电管的绝缘电阻值很大，厂家一般给出的是绝缘电阻的初始值，约为数千兆欧。绝缘电阻值的降低会导致漏电流的增大，有可能产生噪声干扰。放电管的寄生电容很小，极间电容一般为 $1 \sim 5 \text{ pF}$ ，极间电容在很宽的频率范围内保持近似不变，同型号放电管的极间电容值分散性很小。

气体放电管主要有二极管和三极管两大类。二极管主要用于线间保护，三极管主要用于线地保护。

金属氧化物变阻器 (Varistor) 是一种与端电压有关的非线性半导体功率器件，它的伏安特性与背对背稳压管的特性类似，但是，当它承受瞬态高电压时，它的等效阻值将变化好几个数量级，能吸收破坏性的瞬态干扰能量，从而达到电压箝位、瞬态干扰防护的目的。金属氧化物变阻器的电流 I 和端电压 U 的关系可用式 (13.4-1) 表示，即

$$I = kU^\alpha \quad (13.4-1)$$

式中： k 为一常数； α 为决定 $I-U$ 曲线非线性度的系数， $\alpha = \frac{\lg(I_2/I_1)}{\lg(U_2/U_1)}$ ， α 的数值通常为 $15 \sim 30$ 。金属氧化物变阻器的伏安特性及符号如图 13.4-5 所示。

金属氧化物变阻器有 ZnO 变阻器和 NbO_2/NbO 变阻器。 ZnO 变阻器的伏安特性如图 13.4-6(a) 所示，其对应的所加电压与静态电阻的关系如图 13.4-6(b) 所示。从图可见，

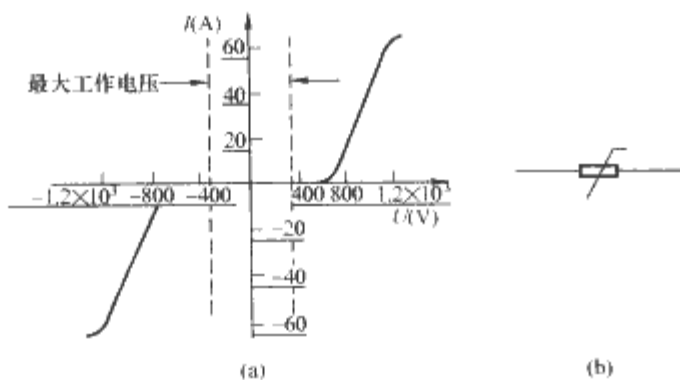


图 13.4-5 金属氧化物变阻器的伏安特性及符号
(a) 伏安特性; (b) 符号

当电压小于 350V 时, 电流小于 100μA; 在此之后, 电流增长指数 $\alpha = 38$, 当电压达 1kV 时, 电流达 20kA, 此时电阻已降为 0.02Ω 以下。所以此保护器允许之过冲电压为 1kV。

图 13.4-6(a) 还表明, ZnO 金属氧化物变阻器(MOV)是一种软限幅的器件, 它的响应时间小于 25ns, 在防雷击设备中得到广泛应用。但 ZnO MOV 器件的最大缺点是电容量较大, 不能用于高频通路上。

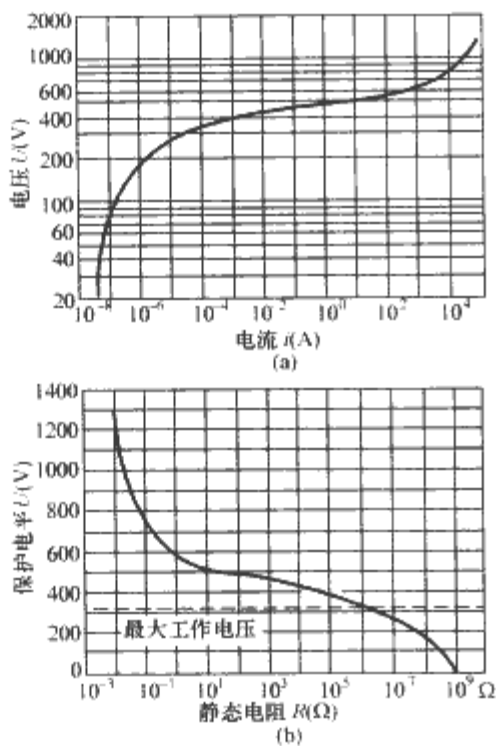


图 13.4-6 一种典型的 ZnO 变阻器伏安特性及其对应的所加电压与静态电阻的关系
(a) 伏安特性; (b) 所加电压与静态电阻的关系

NbO₂/NbO 金属氧化物变阻器的击穿电压约为 120~150V, 在加上脉冲宽度为 160ns 的过电压时, 其最大瞬态干扰分流能力为 80A, 开关的电阻从大于 10kΩ 下降到约 10Ω, 响应时间为 0.7ns, 电容量为 0.5~1pF, 因此适用于高频通路的瞬态干扰保护。

在金属氧化物变阻器未问世以前, 人们还广泛应用碳化硅变阻器和硒整流器, 对高能量瞬态干扰实行防护, 可是目前它们多为性能优越的金属氧化物变阻器所替代。表 13.4-1 列出了几种瞬态电压抑制器件的典型技术参数。

表 13.4-1 几种瞬态电压抑制器件的典型技术参数

器件种类	击穿电压或保护电压 (V)	钳位电压 (V)	最大分流能力 (A)	响应时间 (ns)	寄生电容 (pF)	备 注
气体放电管	300~1000	10~25	>50kA (20μs)	约 100	约 5	可能有跟随电流

续表

器件种类	击穿电压或保护电压 (V)	钳位电压 (V)	最大分流能力 (A)	响应时间 (ns)	寄生电容 (pF)	备 注
MOV	>100	工作电压约 100	1kA (20μs)	<0.5	10	无明显钳位电压
雪崩二极管	8~20	8~20	<100 (100μs)	<0.1	1nF	可精确预定钳位电压
TVS	>100	~100	>100	约 0.1	>10nF	分流能力越大, 电容越大

众所周知, 半导体稳压管是广泛用于保护电路中的限压器件, 它的优点是响应快、寿命长, 但通常击穿电压低, 电流容量小, 所以一般只能用于最后一级电路的保护。

近年来, 由于半导体工艺技术的迅速发展, 专门用于瞬态干扰保护的雪崩二极管—固体瞬态电压抑制器发展很快, 有的资料中称它为 Transorb, 有的称之为 TVS, 这种器件具有大面积的 PN 结, 可以处理大功率脉冲, 表 13.4-2 为现代典型 TVS 器件特性举例。

表 13.4-2 现代典型 TVS 器件特性举例

特性	TVS 器件类别			
	TVS 阵列	分立 TVS 组件	功率 TVS 部件	固体放电管
特 点	用于信号及母线保护工作电压范围: 5~24V 峰值脉冲功率损耗: (8×20μs 脉冲) 几百~8250W 钳位时间: <1×10 ⁻¹² s (单向)	用于直流电源保护工作电压范围: 5.0~400V 峰值脉冲功率损耗: 500W~15kW 正向浪涌电流: 100A, 1/120s 钳位时间: <1×10 ⁻¹² s (单向)	用于直流电源保护工作电压范围: 8.4~500V 峰值脉冲功率损耗: (50μs) 1.5~90kW 正向浪涌电流: 100~300A, 1/120s 钳位时间: <1×10 ⁻⁸ s	用于交流电源差模及共模工作电流范围: 6~30A 瞬态电压峰值: 6000V 瞬态电流峰值: 3000A 相—中线电压: <750V 响应时间: 1.2/50μs

瞬态干扰主要通过信号通道的输入端和电源两个通道进入电子系统。如果瞬态干扰直接从信号通道进入系统, 将导致整个系统的严重损坏或烧毁; 如瞬态干扰通过电源进入系统, 将导致电源损坏或引起和电源相连接的所有电路产生严重干扰。所以, 这里着重讨论对信号通道和电源通道进行保护的电路。保护电路的一般形式如图 13.4-7 所示, 图中 Z₁ 为串联阻抗, 通常是电阻器, Z₂ 为并联阻抗, 通常是非线性元件, 如气体放电管、变阻器、固体瞬态电压抑制器和雪崩二极管等。

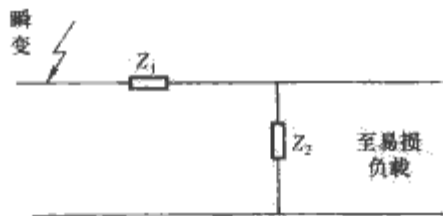


图 13.4-7 瞬态干扰保护电路的一般形式

瞬态干扰保护电路是为了防止被保护电路受到过大的电压电流冲击而设置的, 它应当具备如下特性:

(1) 正常工作时, 保护电路对系统的影响可忽略不计,

即它的并联电阻应足够大,而串联电阻和并联电容应尽量小。

(2) 对过载电压应有良好的钳位能力,即在大瞬变电压进入电路期间,被保护电路的两端电压应接近或低于系统的最大工作电压。

(3) 应具有强的分流能力,保护电路能吸收最坏情况下的瞬变过程能量,而自身又不致损坏。

(4) 对过载电压应有尽量短的响应时间。

(5) 在瞬变过程结束后应恢复正常,不应是不可恢复的、一次性的,并能对持续不断或连续的过载过程起保护作用而不致损坏。

(6) 体积小,价廉,易于维护。

半导体二极管的优点是:钳位电压可精确预定,且响应时间短,但二极管之分流能力低,不能满足瞬态干扰电流的保护要求。因此,二极管钳位保护往往用在靠近电路输入端处。气体放电管有很大的分流能力,但是它的击穿电压往往偏高,响应时间慢,往往用于交流电源输入端的瞬态干扰防护,而不直接用于电路保护。TVS具有宽的电压保护范围及高的浪涌电流承受能力,为瞬态干扰保护电路的设计提供了更多的灵活性。在实际装置和系统中,人们往往采用不同的保护器件加以组合,以达到有效可靠的防护目的。

图13.4-8所示为信号通道输入端的基本保护电路,它采用了气体放电管和雪崩二极管组合成的两级混合保护电路。当瞬态干扰不太高时,由于气体放电管之击穿电压高,因此不动作,此时过电压直接加到雪崩二极管VD1、VD2上,它们的端电压被箝制在一定电平,以保护信号电路。雪崩二极管的击穿电压值应比最大工作电压高几伏,如最大工作电压为10V,则其击穿电压应选为15V,以确保系统正常工作时,雪崩二极管不导通。电阻 R_1 的作用主要是限制流过二极管的电流;当输入过电压达到气体放电管之击穿电压时,气体放电管将击穿导通,瞬态干扰电流由气体放电管分流泄放。因此,在这种两级保护电路中,雪崩二极管用以直接保护负载,而气体放电管则是用以保护雪崩二极管,间接保护输入电路。

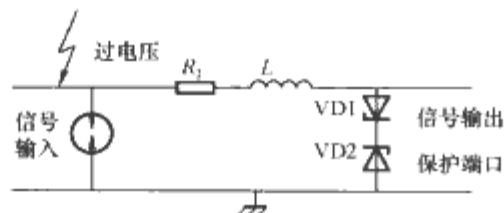


图 13.4-8 信号通道输入端的基本保护电路

如果雪崩二极管的反向击穿电压为 U_d ,气体放电管的直流击穿电压为 U_G , P 为雪崩二极管之最大稳态功率额定值,则限流电阻 R_1 应为

$$R_1 = \frac{(U_G - U_d)U_d}{P} \quad (13.4-2)$$

通常雪崩二极管之功耗额定值选在1~5W之间, R_1 的选择要同时考虑二极管的功耗以及 R_1 引起的信号衰减。当信号中最高频率分量低于100kHz时,可以串联一个电感值约为1~10μH的有损电感 L 。

平衡线路的基本保护电路如图13.4-9所示。平衡线路的气体放电管必须采用3个电极的, R_1 仍为雪崩二极管的限流电阻。平衡线路特别需要电感 L ,因为三电极气体放电管的击穿电压至少是300V。但必须注意,该电路中两边的 R_1 和 L 的数值都必须完全相同,以保持线路的平衡结构。

雪崩二极管VD1、VD2和VD3、VD4使图13.4-9中信

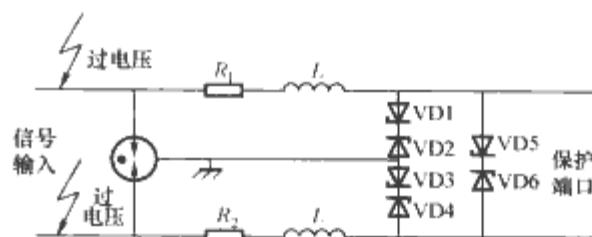


图 13.4-9 平衡线路的基本保护电路

号线上的共模电压钳位到 $+V_d$ 和 $-V_d$ 之间。二极管VD5、VD6则用以限制最大差模电压。

运算放大器通常连到模拟输入端和模拟输出端,因此实际上,对信号输入和输出端的保护主要是为了保护运算放大器。

图13.4-10所示为由运算放大器构成的倒相放大器保护电路。

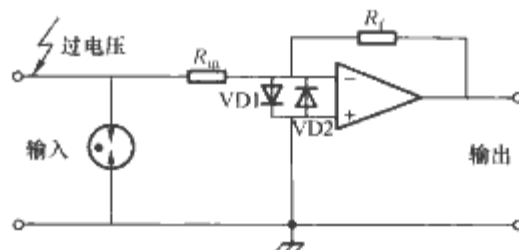


图 13.4-10 由运算放大器构成的倒相放大器保护电路

在正常工作时,二极管VD1和VD2上的电位差不会超过几毫伏,因此不导通。当过电压进入输入端时,它首先受到气体放电管器件的限幅,然后受到二极管VD1和VD2的限幅,使运算放大器输入端的电压限制在 $\pm 0.7V$ 左右。为了提高放大器的带宽,VD1和VD2常用开关二极管。

同相端输入的运算放大器的保护电路如图13.4-11所示。读者可以自行分析其保护原理。

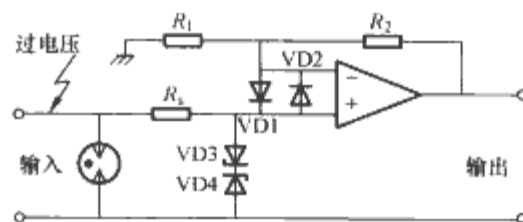


图 13.4-11 同相端输入的运算放大器的保护电路

前述运算放大器保护电路的最主要缺点是不能工作于高频情况。对低频而言, R_s 为数kΩ时对电压增益的影响可以忽略不计;但对高频而言, R_s 和雪崩(齐纳)二极管VD3和VD4的寄生电容组成的低通滤波器会严重衰减高频信号。

破坏性的过电压有时也可能通过运算放大器的输出端加到运算放大器,因此运算放大器的输出端也应进行保护。当输出端口出现过电压时运算放大器的输入及输出端保护电路如图13.4-12所示。

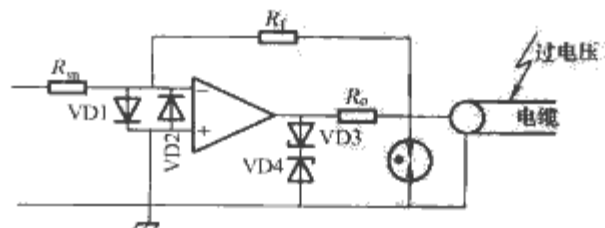


图 13.4-12 当输出端口出现过电压时运算放大器的输入及输出端保护电路

图 13.4-12 所示的保护电路原理与前述相同,但必须注意:输出端串接的电阻 R_o 既用以限制雪崩二极管 VD3、VD4 的电流,同时它也会影响到输出的衰减。所以设计时必须折中考虑。

此外,此电路的反馈点不在运算放大器的输出端,而在电阻 R_o 的另一端,则从电缆输入端看可以保证小的输出电阻。

由于输出端电缆上的过电压也有可能通过 R_i 到达反相输入端,因此对该电路的输入端也应加以保护,二极管 VD1、VD2 系作为输入端保护之用。

直流电源是电力电子电路/系统不可缺少的组成部分,为电力电子电路/系统的控制、驱动、隔离等电路提供直流供电电源。如果瞬变干扰通过电网或通过数据线进入电源,都有可能造成电源损坏或通过电源影响到所有与其连接的负载,过电压引入直流电源的途径如图 13.4-13 所示。一个典型的简单直流电源包括降压变压器、整流器及稳压器 3 部分,如图 13.4-14 所示。下面将分别讨论各部分的保护方法。

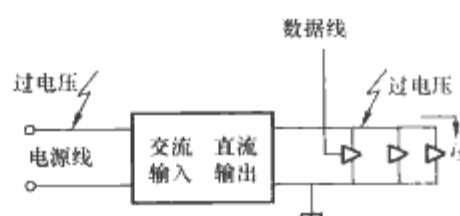


图 13.4-13 过电压引入直流电源的途径

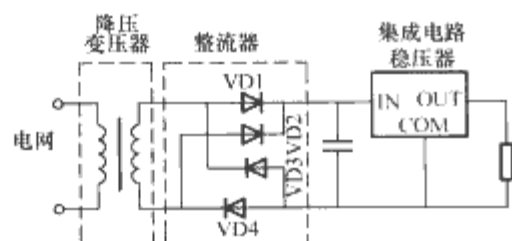
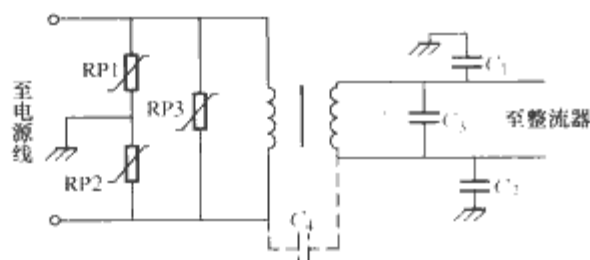


图 13.4-14 一个典型的简单直流电源

3.2.1 变压器和整流器的保护

为了提高对来自电网的瞬态干扰的抑制能力,一般采用隔离变压器或 C 型变压器,除此之外,还经常采用变阻器和旁路电容器以抑制过电压的危害,其基本保护电路如图 13.4-15 所示。



13.4-15 用变阻器和旁路电容
保护变压器的基本保护电路

图中变阻器 RP1、RP2 用来抑制过大的共模干扰电压,而变阻器 RP3 用来抑制过大的差模干扰电压,共同保护变压器的初级绕组免受电压危害和防止过电压瞬态脉冲进入后级电路。次级绕组上连接旁路电容 C_3 是为了抑制差模干扰, C_3 的典型值在 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{F}$ 之间, C_1 、 C_2 是为了抑制共模干扰, C_1 和 C_2 的典型值为 $0.01 \mu\text{F}$ 左右。由于隔离变压器之一次侧和二次侧间之寄生电容 C_4 很小,常小于 1pF ,故共模干扰之衰减为

$$U_{\text{out}}/U_{\text{in}} = C_4/(C_1 + C_2) \approx 10^{-4}$$

由于变阻器已把 U_{in} 的最大值限制在 300V ,故共模输出

电压将小于 0.3V 。

必须注意,不论变阻器或旁路电容器的引线都应尽量短,以降低同并联电容相串联的寄生电感。

3.2.2 集成电路稳压器的保护

采用了上述的保护电路以后,如果还不能确保完全抑制过电压,特别是当变压器和稳压器之间有长电缆时还可能在某些瞬时干扰,为了保险起见,在稳压器的输入端还可采用一个雪崩二极管进行钳位,以防止过电压。稳压器输入端过电压的保护如图 13.4-16 所示。

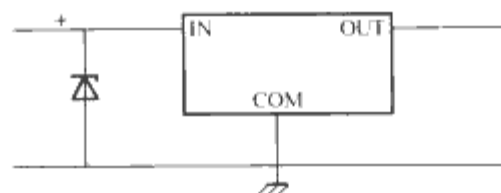


图 13.4-16 稳压器输入端过电压的保护

当输入端短路,或电压下降使输入之电压 U_{in} 较之输出端之电压 U_{out} 低 0.6V 以上时,稳压器也会受损坏。为了防止这种情况发生,可以采用如图 13.4-17 所示的保护方法:随着输入端电压降低,二极管可迅速把滤波电容器上的电荷泄放掉。

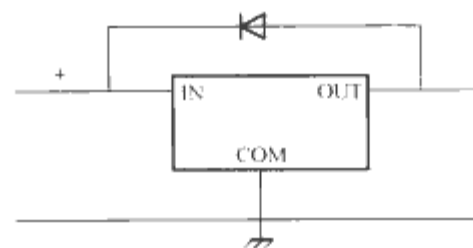


图 13.4-17 稳压器输入端短路的保护

对稳压器负载端瞬变干扰的保护,可以在稳压器的输出端加一雪崩二极管,其最小击穿电压应比稳压器的最大输出电压略大(约 1.2 倍左右),使正常工作时雪崩二极管不致导通。当负载之瞬变干扰电压超过雪崩二极管之击穿电压时,稳压二极管即导通,把电位钳住。为了增加输出直流电压的稳定性,还可以再并联一个滤波电容器。为防止大的瞬变过电压通过负载进入稳压器,可以再增加限流电阻 R 及电感 L ,以降低对雪崩二极管的要求。当然,必要时还可以采用气体放电管保护器件。直流稳压器的负载保护电路可用图 13.4-18 表示。

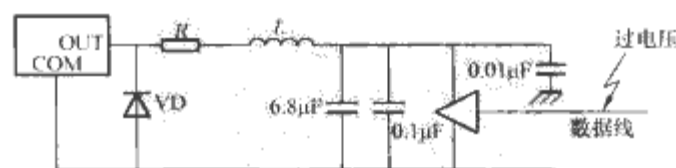


图 13.4-18 直流稳压电源负载端的保护电路

在实际应用中,对保护的要求常常是各式各样的,不可能全部罗列。但是,对瞬态干扰的防护归根到底是要对过电压进行限幅(钳位),对过大的能量进行分流泄放。虽然存在一系列的 protection 器件,但它们都有一定的应用局限性,因此,需要组合使用。一般说来,要采用两级至三级保护。气体放电管器件由于其保护电压高,分流能力强,通常作为第一级保护。半导体二极管(雪崩、齐纳),由于其保护电压低,且可精确钳位,可作为直接和电路连接的保护。变阻器则可以作为第二级或第一保护,它具有介于气体放电管和二极管之间的保护电压,分流能力也很大。

在设计电保护电路中，还有两个问题必须注意。

(1) 保护电路对系统的影响，即保护电路的响应时间及寄生电容。上面所讨论的保护电路对于电源电路、工作频率较低的电路都比较容易满足要求，但对于工作频率高的电路则比较难以满足要求，这是由于气体放电管的响应时间长、雪崩二极管和 ZnO 变阻器之寄生电容较大的缘故。因此，目前正在寻求既具有快的响应、小的电容量，又具有大的分

流能力的变阻器器件。近年来出现的 NbO_2/NbO 器件具有比较好的性能。

(2) 强辐射对保护器件及保护电路本身造成的损伤，以至降低保护效果，甚至导致保护失败。因此，在使用瞬态干扰保护电路时，必须注意避免直接受辐射照射，同时要设法提高其抗辐射能力。

第5章 电力电子电路/系统的电磁兼容标准

1 电磁兼容标准简介

电磁干扰问题,早在19世纪电气电子工业发展初期,就引起了工程界的重视。现代科学技术迅速发展的同时,电磁环境污染问题也日益突出,世界各国对电气电子产品的电磁兼容性能也越来越重视,成立了CISPR(Comite International Special des Perturbations Radioelectriques, or International Committee for Radio Interference)、国际电工技术委员会IEC(International Electrotechnical Commission)等电磁兼容标准的国际组织,并建立了电磁兼容国际标准。

除了上述IEC和CISPR国际性EMC标准化组织以外,世界各国均分别成立了负责制订和颁布EMC标准及规范的组织,负责颁布各国自己的EMC标准和规范文件。从世界范围来说,目前最具影响力的EMC标准有两个:①欧洲标准和IEE, CISPR标准,它们在欧洲、亚洲、澳洲和非洲有很大的影响力;②以美国电气与电子工程师学会IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)和美国国家标准协会ANSI(American National Standard Institute)所编制的有关标准,它在南北美洲具有很大的影响力。美国的电磁兼容技术处于世界领先地位,除了上述两个标准以外,还有美国联邦通信委员会FCC(Federal Communications Commission)民用产品的EMC标准和一套十分完整的军用标准MIL-STD-×××等。世界上的其他国家,基本上都在IEC、CESPR国际标准或欧洲、美国标准的基础上,直接采用或等效引用,制订了各自的国家标准。

我国对电磁干扰防护及电磁兼容标准的制订和建立也十分重视,因为标准化是科学管理的重要组成部分,也是组织现代化生产、提高科学和国防水平、促进技术进步及与发达国家进行技术交流的技术依据。我国的电磁兼容标准主要引用CISPR出版物、IEC/TC77制定的IEC61000系列标准、美国的军用标准以及国内外优秀先进企业标准。目前我国有两个电磁兼容标准化的技术委员会,一个是全国无线电干扰标准化技术委员会,一个是全国电磁兼容标准化技术委员会。这两个技术委员会的工作主要负责开展与IEC/CISPR及IEC/TC77相对应的工作,推进CISPR和IEC61000系列标准的国家标准制修订工作;并对电磁兼容工作开展需要制定的政策、法规、标准化工作及组织建设提出建议。下面将着重介绍欧洲EMC标准、美国EMC标准和中国EMC标准。

电磁兼容标准种类繁多,一般而言,电磁兼容标准分为基础标准、通用标准、产品类标准和专用产品标准四大类。

基础标准不涉及具体的产品,不给出指令性的限值以及对产品性能的直接判据,仅就EMC术语、EMC现象、环境、试验方法、试验仪器和基本试验配置等给出定义及详细描述。基础标准是编制其他各级电磁兼容标准的基础。

通用标准对电气电子产品的工作环境进行划分,并规定了电气电子产品在其对应工作环境条件下的最低电磁兼容性要求(包括必须进行的测试项目以及必须达到的测试要求)。通用标准将电气电子产品的工作环境划分为两大类,一类是

住宅、商业和轻工业环境(凡直接从公共电网以低压供电的场所均属于住宅、商业和轻工业环境。);另一类是工业场所(例如医疗用的射频设备;需要经常切换大电感和大电容负载的场所;有非常大的电流流过,及因此而伴生很强的电磁场的环境等)。通用标准给出的试验环境、试验要求可以成为产品族标准和专用产品标准的编制导则。对于尚未建立电磁兼容性测试标准的产品,可以参照通用标准对其电磁兼容性进行预测。

产品类标准是根据特定产品类别而制定的电磁兼容性测试标准。电气电子设备的EMC测量标准分为两大部分。

(1)电磁干扰发射标准,该标准对电气电子设备的电磁干扰发射制定各种规定和限制。根据干扰能量传播的途径不同,电磁干扰发射标准包含传导发射测量标准与辐射发射测量标准两大类。

(2)电磁敏感度标准,该标准对电气电子设备的抗电磁干扰性能制定各种规定和限制。同样,根据干扰能量传播途径不同,电磁敏感度标准又分为传导敏感度测量标准以及辐射敏感度测量标准两大类。对于传导敏感度测量标准,电力电子电路/系统主要关注电气电子设备的电源线、控制线以及信号线等的传导敏感度测试。在进行电磁敏感度测试时,对不同干扰波形或者干扰场的特性不同,干扰注入的方式并不相同。

特别要引起注意的是,静电放电试验是一类特殊的试验,它对设备的干扰途径可以是传导性的,也可以是辐射性的,其干扰途径取决于静电放电发生的部位和试验的方法。

产品类标准中所规定的试验内容及限值应与通用标准相一致,但与通用标准相比较,产品类标准根据产品的特殊性,在试验内容的选择、限值及性能的判据等方面有一定特殊性(如增加试验的项目和提高试验的限值)。产品类标准是电磁兼容性标准中占据份额最多的一类标准。如我国GB4343、GB17743、GB9254、GB4824和GB13836分别是关于家用电器和电动工具、照明灯具、信息技术设备、工科医射频设备、声音和广播电视接收设备的无线电骚扰特性测量及限值的标准,这些标准分别代表了一个大类产品对电磁骚扰发射限度的要求。

专用产品标准通常不单独形成电磁兼容标准,而以专门条款包含在产品的通用技术条件中。与产品类标准相比,专用产品标准对电磁兼容性的要求更加明确,而且还增加了对产品性能试验的判据。对试验方法,应由试验人员参照相应基础标准进行。

2 欧洲电磁兼容标准简介

欧洲EMC标准化组织于1970年建立,负责制定电气设备发射限值标准。1973年欧共体扩大,并成立欧洲电气标准化委员会CENELEC(Comite European de Normalisation Electrotechnique, or European Electrical Standardisation Committee)负责制定统一的EMC欧洲标准,该欧洲标准以IEC标准以及CISPR为基础,主要以EN的形式颁发。

欧共体规定，所有的欧共体国家从 1996 年起，都必须以法律的形式强制执行欧洲 EMC 标准，凡未达到欧洲 EMC 标准的设备和产品，将被排斥在统一的欧洲市场之外，对达标的产品必须用一个 CE 合格的标签确认。表 13.5-1 为与电力电子工程师密切相关的部分欧洲标准与 CISPR 标准以及 IEC 标准对照表。从表 13.5-1 可以看出，欧洲标准中 EN60 系列源自 IEC 标准，EN55 系列标准源自 CISPR 出版物。此外，欧洲标准中的 EN50 系列为 CENELEC 的自定标准。

表 13.5-1 部分欧洲标准与 CISPR 标准
以及 IEC 标准对照表

CENELEC 编号	引用标准	标准说明
EN 50065-1, 1992		低压网络信号传输的发射要求 (3kHz ~ 148.5kHz)
EN 50081-1, 1991	IEC 61000-6-3, 1996	电磁发射通用标准 (居民区、商业区和轻工业区)
EN 50081-2, 1993		重工业区, 电磁发射通用标准
EN 50082-1, 1991	IEC 61000-6-1 DIS	电磁抗扰度通用标准 (居民区、商业区和轻工业区)
EN 50082-2, 1994	IEC 61000-6-2 CDV	电磁抗扰度通用标准 (重工业区)
EN 50091-2, 1995		UPS 的 EMC 的要求
EN 55011, 1989	CISPR11, 1990	工、科、医设备的电磁发射标准
EN 55014, 1995	CISPR14, 1993	家用电器和便携式工具的电磁发射标准
EN 55015, 1992	CISPR15, 1993	荧光灯和照明设备的电磁发射标准
EN55104, 1995		家用电器和便携式工具的抗扰度标准
EN 60555-1	IEC 60555-1	谐波、谐间波和闪烁的定义
EN 60555-1	IEC 60555-2	家用电器及类似设备的谐波骚扰标准
EN 60555-3, 1986	IEC 60555-3	家用电器及类似设备的电压波动标准
EN 60730-1		抗扰度的试验程序
EN 60870-2-1	IEC 60870-2-1, 1995	电源与电磁兼容标准
EN 60870-2-2	IEC 60870-2-2, 1996	环境条件 (气候、机械及非电因素)
EN 61000-3-2, 1995	IEC 61000-3-2, 1995	谐波电流发射的限值标准
EN61000-3-3, 1994	IEC 661000-3-3	电压变化和闪烁的限值标准
EN 61000-4-1	IEC 61000-4-1, 1993	抗扰度试验综述
EN 61000-4-2	IEC 61000-4-2, 1995	ESD 抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-3	IEC 61000-4-3, 1995	射频 EM 场抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-4	IEC 61000-4-4, 1995	脉冲群的抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-5, ENV 50142	IEC 61000-4-5, 1995	浪涌抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-6	IEC 61000-4-6, 1996	射频场感应的传导骚扰抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-7	IEC 61000-4-7, 1991	谐波和谱间波测量的通用指南

续表

CENELEC 编号	引用标准	标准说明
EN 61000-4-8	IEC 61000-4-8, 1993	工频磁场的抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-9	IEC 61000-4-9, 1993	脉冲磁场的抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-10	IEC 61000-4-10, 1993	阻尼振荡磁场的抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-11	IEC 61000-4-11, 1994	电压跌落、短时中断和电压波动的抗扰度, 基础标准
EN 61000-4-12	IEC 61000-4-12, 1995	振荡波的抗扰度, 基础标准
EN 61547, 1995	IEC 61547, 1995	照明设备的 EMC 抗扰度要求

3 美国电磁兼容标准简介

从世界范围来说，目前有两个最大的电气和电子产品销售市场，一个在欧洲，另一个在美国。与之相对应，前述的欧洲 EMC 标准和美国 EMC 标准在全球范围内也最具影响力。前面已经提到，美国有 3 个电磁兼容标准制定组织，分别是 IEEE、FCC 及 ANSI。

FCC 是美国联邦通信委员会 (Federal Communication Commission) 的缩写，成立于 1934 年，它主要对无线电、通信等进行管理与控制，属政府机构，有执法权。它与政府、企业合作制定 FCC 法规、标准。

FCC 认证是美国 EMC 强制性认证，主要针对 9K-3000GHz 的电子电器产品，内容涉及无线电、通信等各方面，特别是无线通信设备和系统的无线电干扰问题，包括无线电干扰限值与测量方法，以及认证体系与组织管理制度等。受 FCC 管制的产品，如个人电脑、CD 播放机、复印机、收音机、传真机、视频游戏机、电子玩具、电视机及微波炉等产品。这些产品按用途被划分为 CLASS A、CLASS B 两大类，A 类为用于商务或工业用途的产品，B 类为用于家庭用途的产品，FCC 对 B 类产品法规要求更严格，限值低与 A 类。

常用美国 (轻重要的) 电磁兼容标准一览见表 13.5-2。

表 13.5-2 常用美国电磁兼容标准一览

标准代号	标准名称	制定者	备注
ANSI C63.2—1995	美国国家标准电磁声和场强测量仪规范，频率范围 10kHz~40GHz	ANSI C63	
ABSI C63.4—1992	美国国家标准低压电子电器设备无线电噪声发射测量方法，频率范围 9kHz~40GHz	ANSI C63	
ANSI C63.5—1988	美国国家标准电磁兼容电磁干扰 (EMI) 控制中辐射发射测量无线校准	ANSI C63	
ANSI C63.6—1988	美国国家标准电磁兼容开阔试验场测量误差法导则	ANSI C63	
ANSI C63.7—1988	美国国家标准进行辐射发射测量的开阔试验场构造指南	ANSI C63	
ANSI C63.12—1987	美国国家标准电磁兼容限值推荐实施	ANSI C63	
ANSI C63.13—1991	美国国家标准民用 EMI 电源滤波器的应用和评估指南		

续表

标准代号	标准名称	制定者	备注
ANSI C63.14—1992 (取代 MILSTD—463)	美国国家标准电磁兼容 (EMC)、电磁脉冲 (EMP) 和静电放电 (ESD) 术语辞典	ANSI C63	
ANSI C63.022—1998	美国国家标准进行辐射发射测量的开调试验场构造指南	ANSI C63	
IEEE Std100—1988	IEEE 字典——电子和电气术语 (第 4 版)	IEEE	同时作为 ANSI 标准
IEEE Std 139—1988	按用户协议安装的工科医 (ISM) 设备射频发射测量实施指南	IEEE	
IEEE Std 149—1988	天线试验程序 (ANSI)	IEEE	
IEEE Std187—1990	IEEE 标准无线电接收机: FM 和电视广播接收机产生的乱真发射开闢场测量方法	IEEE	
IEEE Std 213—1987	IEEE 标准电视和 FM 电视广播接收机电源传导发射测量程序	IEEE	
IEEE Std 291—1991	在 30~300Hz 频率范围正弦连续波电磁场测量方法	IEEE	
IEEE Std 474—1973 (1982 再次确认)	IEEE 标准在 DC~40GHz 频率范围固定衰减器和可变衰减器试验方法和技术规范	IEEE	
FCC PART 15	计算机设备, 无绳电话, 卫星接收器, 电视接口设备, 接收器, 低功率发射器		
FCC PART 18	工业、科学及医疗设施如微波, 射频电子镇流器		
FCC Part 22	移动电话		
FCC Part 24	个人通信系统, 包含获得许可的个人通信服务		
FCC Part 68	所有通信终端设备, 例如电话、调制解调器		
FCC Part74	实验用无线电、辅助设施、特殊广播和其他的节目发送服务设施		
FCC Part 90	私人地面移动无线电服务例如页面设施和移动无线发射器, 包括地面移动无线电产品, 如大功率对讲机		
FCC Part 95	个人无线电服务, 包括如 CD 发射器, 无线电遥控玩具, 以及其他家用无线电控制的电气电子产品		

4 我国的电磁兼容标准简介

我国的电磁兼容标准主要来源于 CISPR 出版物、IEC/TC77 制定的 IEC61000 系列标准、美国的军用标准、国内外优秀先进企业标准以及根据自主科研成果制定的标准。我国的重要电磁兼容标准见表 13.5-3。

表 13.5-3 我国的重要电磁兼容标准

标准代号	标准名称	对应国际/国外标准
GB/T4365—1996	电磁兼容术语	IEC50、IEC161(90)
GJB 76—1985	电磁干扰和电磁兼容性名词术语	—
GB/T 6113—1995	无线电干扰和抗扰度测量设备规范	—
GB 3907—1983	工业无线电干扰基本测量方法	—
GB 4859—1984	电气设备的抗干扰度性基本测量方法	—
GB/T 15658—1995	城市无线电噪声测量方法	—
GB 8702—1988	电磁辐射防护规定	—
GB/T 13926.1—1992	工业过程测量和控制装置的电磁兼容性总论	—
GB/T 13926.2—1992	工业过程测量和控制装置的电磁兼容性静电放电要求	—
GB/T 13926.3—1992	工业过程测量和控制装置的电磁兼容性辐射电磁场要求	—
GB/T 13926.4—1992	工业过程测量和控制装置的电磁兼容性电快速瞬变脉冲群要求	—
GB/T 14431—1993	无线电业务要求的信号/干扰保护比和最小可用场强	—
GB 4824—1996	工业、科学和医疗 (ISM) 射频设备电磁骚扰特性的测量方法和限值	CISPR11(90)
GB 4343—1995	家用和类似用途电动、电热器具、电动工具以及类似电器无线电干扰特性测量方法和允许值	CISPR14(93)
GB 4343.2—1999	电磁兼容 家用电器、电动工具和类似器具的要求 第 2 部分: 抗扰度—产品类标准	CISPR14-2; 1997
GB/T 6113—1995	无线电干扰和抗扰度测量设备规范	—
GB/T 6113.2—1998	无线电干扰和抗扰度测量方法	—
GB/T 17618—1998	信息技术设备抗扰度限值和测量方法	CISPR24(97)
GB/T 17619—1998	机动车电子器组件的电磁辐射抗扰性限值和测量方法	—
GB/T 17624.1—1998	电磁兼容 综述 电磁兼容基本术语和定义的应用与解释	IEC 61000-1-1
GB 17625.1—1998	低压电气及电子设备发出的谐波电流限值(设备每相输入电流≤16A)	IEC 61000-3-2 (1995)
GB 17625.2—1999	电磁兼容限值对额定电流不大于 16A 的设备在低压供电系统中产生的电压波动和闪烁的限制	—

续表

标准代号	标准名称	对应国际/ 国外标准
GB/T 17626.1—1998	电磁兼容试验和测量技术 抗扰度试验总论	IEC 61000-4-1 (1992)
GB/T 17626.2—1998	电磁兼容试验和测量技术 静电放电抗扰度试验	IEC 61000-4-2 (1995)
GB/T 17626.3—1998	电磁兼容试验和测量技术 射频电磁场抗扰度试验	IEC 61000-4-3 (1995)
GB/T 17626.4—1998	电磁兼容试验和测量技术 电快速瞬变脉冲群抗扰度 试验	IEC 61000-4-4 (1995)
GB/T 17626.5—1999	电磁兼容试验和测量技术 浪涌(冲击)抗扰度试验	
GB/T 17626.6—1998	电磁兼容试验和测量技术 射频场感应的传导抗扰度	IEC 61000-4-6 (1996)
GB/T 17626.7—1998	电磁兼容试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、 谐间波的测量和测量仪器 导则	IEC 61000-4-7 (1991)
GB/T 17626.8—1998	电磁兼容试验和测量技术 工频磁场抗扰度试验	IEC 61000-4-8 (1993)
GB/T 17626.9—1998	电磁兼容试验和测量技术 脉冲磁场抗扰度试验	IEC 61000-4-9 (1993)
GB/T 17626.10—1998	电磁兼容试验和测量技术 阻尼振荡磁场抗扰度试验	IEC 61000-4-10 (1993)
GB/T 17626.12—1998	电磁兼容试验和测量技术 振荡波抗扰度试验	IEC 61000-4-12 (1995)
GJB/Z 17—1991	军用装备电磁兼容性管理 指南	—
GJB/Z 25—1991	电子设备和设施的接地、 搭接和屏蔽设计指南	
GJB/Z 54—1994	系统预防电磁能量效应的 设计和试验指南	
GJB/Z 105—1998	电子产品防静电控制手册	
GJB 1210—1991	接地、搭接和屏蔽设计的 实施	—
GJB 1389—1992	系统电磁兼容性要求	—
GJB 2079—1994	无线电系统间干扰的测量 方法	—
GJB 2081—1994	87~108MHz 频段广播业 务和 108~137MHz 频段航空 业务之间的兼容	—
GJB 2926—1997	电磁兼容性测试实验室认 可要求	—
GJB 3007—1997	防静电工作区技术要求	—
GJB 151A—1997	军用电子设备和分系统电 磁发射和敏感度要求	—
GJB 152A—1997	军用电子设备和分系统电 磁发射和敏感度测量	
GB 12190—1990	高性能屏蔽室屏蔽效能的 测量方法	—
GB 6833.1—1986	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范总则	
GB 6833.2—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 磁场敏感度试验	
GB 6833.3—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 静电放电敏感度 试验	—
GB 6833.4—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 电源瞬态敏感度 试验	—

续表

标准代号	标准名称	对应国际/ 国外标准
GB 6833.5—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 辐射敏感度试验	—
GB 6833.6—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 传导敏感度试验	—
GB 6833.7—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 非工作状态磁场 干扰试验	—
GB 6833.8—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 工作状态磁场干 扰试验	—
GB 6833.9—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 传导干扰试验	—
GB 6833.10—1987	电子测量仪器电磁兼容性 试验规范 辐射干扰试验	—
GB 7343—1987	10kHz~30MHz 无源无线 电干扰滤波器和抑制元件抑 制特性的测量方法	—
GB 7349—1987	高压架空输电线、变电站 无线电干扰测量方法	—
GB 9254—1998	信息技术设备的无线电辐 射限值和测量方法	
GB 9383—1995	声音和电视广播接收机及 有关设备传导抗扰度限值及 测量方法	CISPR20(90)
GB 13421—1992	无线电发射机杂散发射功 率电平的限值和测量方法	—
GB 13836—1992	30MHz~1GHz 声音和电 视信号的电缆分配系统设备 与部件辐射干扰特性允许值 和测量方法	—
GB 13837—1997	声音和电视广播接收机及 有关设备无线电干扰特性限 值和测量方法	CISPR13(1996)
GB/T 13838—1992	声音和电视广播接收机及 有关设备辐射抗扰度特性允 许值和测量方法	CISPR20(90)
GB 13839—1992	声音和电视广播接收机及 有关设备内部抗扰度允许值 和测量方法	CISPR20
GB 14023—1992	车辆、机动船和由火花点 火发动机驱动的装置的无线 电干扰特性的测量方法及允 许值	—
GB 15540—1995	陆地移动通信设备电磁兼 容技术要求和测量方法	—
GB 15707—1995	高压交流架空送电线无线 电干扰限值	
GB/T 15708—1995	交流电气化铁道电力机车 运行产生的无线电辐射干扰 的测量方法	
GB/T 15709—1995	交流电气化铁道接触网无 线电辐射干扰测量方法	—
GB 15734—1995	电子调光设备无线电骚扰 特性限值及测量方法	
GB 15949—1995	声音和电视信号的电缆分 配系统设备与部件抗扰度特 性限值和测量方法	
GB/T 16607—1996	微波炉在 1GHz 以上的辐 射干扰测量方法	CISPR19(83)

续表		
标准代号	标准名称	对应国际/ 国外标准
GB 16787—1997	30MHz~1GHz 声音和电视信号的电缆分配系统辐射测量方法和限值	—
GB 7343—1987	无源无线电干扰滤波器和抑制元件抑制特性的测量方法(CISPR18—1986)	—
GB 6364—86	航空无线电导航台站电磁环境要求	—
GB 6830—86	电信线路遭受强线路危险影响的容许值	—
GB 7432—1987	同轴电缆载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标	—
GB 7433—1987	对称电缆载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标	—
GB 7434—1987	架空明线载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标	—
GB 7495—1987	架空电力线路与调幅广播收音台的防护间距	—
GB 13613—1992	对海中远程无线电导航台站电磁环境要求	—
GB 13614—1992	短波无线电测向台(站)电磁环境要求	—
GB 13615—1992	地球站电磁环境保护要求	—
GB 13616—1992	微波接力站电磁环境保护要求	—
GB 13617—1992	短波无线电收信台(站)电磁环境要求	—
GB 13618—1992	对空情报雷达站电磁环境保护要求	—
GB/T 13620—1992	卫星通信地球站与地面微波站之间协调区的确定和干扰计算方法	—
GB 9254—1998	信息技术设备的无线电骚扰限值和测量方法	CISPR22(1997)

续表		
标准代号	标准名称	对应国际/ 国外标准
GB 17743—1999	电气照明和类似设备的无线电干扰特性的限值和测量方法	CISPR15(1996)
QJ 1211—1987 0122; V06	航天系统地面设施接地要求	国内
QJ 1213—1987 0122; V06	电磁屏蔽室屏蔽效能的测量方法	国内
QJ 1539—1988 0122; V751	航天遥测系统的电磁兼容性要求和测量方法	国内
QJ 1692—1989 0122; V06	航天系统地面设施电磁兼容性要求	国内
QJ 1693—1989 0122; V06	电子元器件防静电要求	国内
QJ 1760—1989 0122; V06	用频谱仪测量电磁干扰的方法	国内
QJ 1874—1990 0122; V06	接地、搭接和屏蔽的设计应用	国内
QJ 1875—1990 0122; V06	静电测试方法	国内
QJ 1875A—1998 0122; V06	静电测试方法	国内
QJ 1950—1990 0122; V06	防静电操作系统技术要求	国内
QJ 2177—1991 0122; V06	防静电安全工作台技术要求	国内
QJ 2245—1992 0122; V06	电子仪器和设备防静电要求	国内
QJ 2256—1992 0122; V06	系统预防电磁能量效应的设计和试验指南	国内
QJ 2266—1992 0122; V06	航天系统电磁兼容性要求	国内
QJ 2268—1992 0122; V711	地(舰)空导弹武器系统抗干扰性能要求	国内
QJ 2350—1992 0122; V06	电磁辐射敏感度的测试方法 横电磁波传输室测量	国内
QJ 2892—1997 0122; V06	EMI 衬垫的测量与评价方法	国内
QJ 3035—1998 0122; V27	电子机柜电磁屏蔽要求和测试方法	国内

第 6 章 电力电子电路/系统电磁兼容技术的发展趋势

电力电子电路/装置的电磁兼容问题具有以下特点。

(1) 具有高的噪声强度。电力电子电路/装置的噪声电压有时能达到数百伏甚至上千伏, di/dt 和 du/dt 能分别达到 $10^3 \text{ A}/\mu\text{s}$ 和 $10^4 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。

(2) 由于电力电子电路/装置的主要电磁干扰源位于功率电路部分, 噪声频谱范围非常宽, 特别是在低频范围内能达到几赫兹的频率, 这使得采用传统方法如屏蔽和滤波抑制电磁噪声变得非常困难。

(3) 电力电子电路/装置的功率电路部分和控制电路板通常安装于同一个箱体中, 而且有时应用现场要求电力电子装置通过数十米长的电缆与它的负载相连, 由此引发的电磁干扰源与电磁噪声敏感电路之间的电磁噪声传播是以传导和近场耦合为主。这种电磁空间与边界条件的不规则与多样性使得电磁兼容设计变得异常复杂。

除了上述这些因素之外, 电力电子电路/装置的电磁兼容性特征描述还存在一些其他的特别困难之处, 这是因为电力电子装置通常要处理很高的功率, 导致装置体积和重量都很大, 这给电力电子装置 EMC 测量带来一些实际的困难。

基于上述事实, 当前对电力电子电路/装置的电磁兼容研究仍然还处于初级阶段。最近几年的研究工作主要集中在: 功率变流器的电磁干扰建模及抑制技术、电机传动的电磁干扰建模及抑制技术、EMI 滤波器的寄生效应、PCB 优化布局、以及 EMI 的数值分析技术等。需要指出的是, 这些研究工作所带来的成果尚处于实验室阶段, 还没有被工业界所广泛采用, 但是这些工作对于科学地理解电力电子装置的电磁干扰问题和将来实现产品的电磁兼容系统化设计仍具有十分重要的意义。

1 功率变流器的电磁干扰建模及抑制技术

1.1 功率变流器的电磁干扰建模

EMI 建模是电磁干扰预测、分析、设计的基础, 准确有效的模型可以帮助工程师设计出 EMI 性能良好的产品。目前功率变流器的 EMI 建模主要集中在传导 EMI 建模, 关于辐射 EMI 建模的研究工作开展的不多。

1.1.1 传导电磁干扰建模

图 13.6-1 为功率变流器 EMI 优化设计流程示意图。为了实现功率变流器电磁干扰优化设计, 首先要建立无源元件、功率半导体器件、PCB 板布线的 EMI 高频模型, 特别是必需能提取这些元件和 PCB 板的寄生参数, 然后才能建立功率变流器的 EMI 仿真模型, 从而可以用电路仿真软件和电磁场仿真软件对功率变流器的 EMI 特性进行评估, 其结果作为功率变流器电磁干扰优化设计的最后依据。因此功率变流器 EMI 建模内容主要是元器件建模和 PCB 寄生参数的提取。

1.1.1.1 开关器件的建模

功率变流器 EMI 主要由开关器件瞬时切换引起, 因此开关器件建模必须精确模拟其瞬态特性, 如功率二极管的反

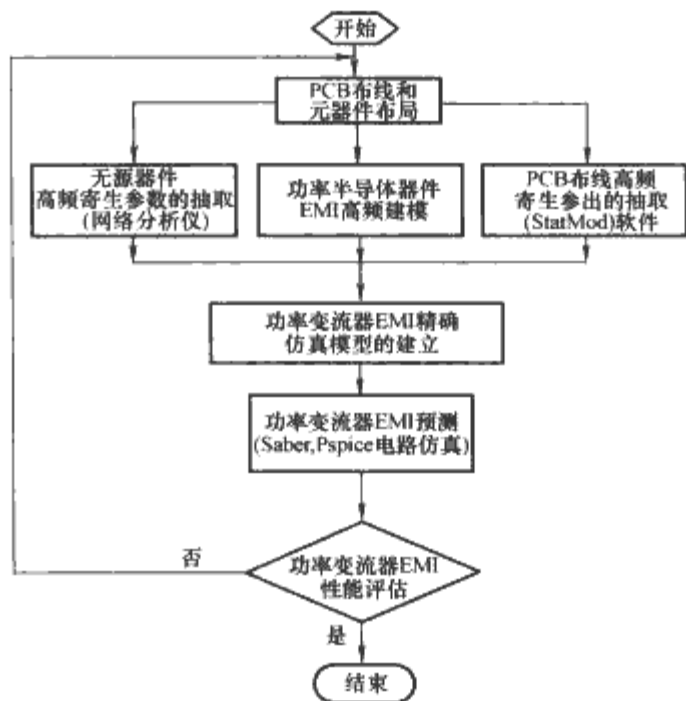


图 13.6-1 功率变流器电磁干扰优化设计流程示意图

向恢复电流以及 MOSFET 或 IGBT 开通、关断时的电压、电流变化。建模方法主要是子电路模型和基于半导体物理建立的模型。有文献建立了 PIN 二极管的子电路模型, 但其工作范围有限, 而且通用性不好, 有文献对 PIN 二极管的集中电荷模型进行了改进。有文献建立了用于传导 EMI 分析的功率 MOSFET 子电路模型, 在 Saber 仿真器中, 以 LDMOS 的模型为核心, 用子电路来模拟各极间电容, 从而构建用于瞬态分析的 VDMOS 模型。VDMOS 的子电路模型如图 13.6-2 所示, 能够依据开关管数据手册获得模型参数。利用这种建模方法对一个用 IR 公司的 IFR840 驱动的带感性负载的开关电路进行了仿真, 所得到的仿真波形如图 13.6-3 (a) 所示, 对相同的开关电路进行实验, 所测得的

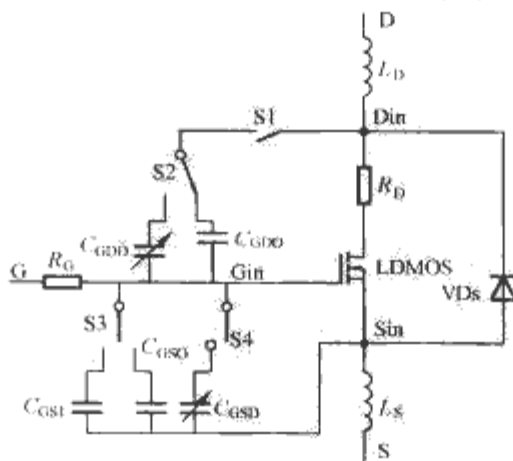


图 13.6-2 VDMOS 的子电路模型

实验波形如图 13.6-3 (b) 所示。比较仿真和实验的结果, 仿真的波形较好的模拟出了 U_{GS} 在驱动中因米勒效应而出现的平台以及 U_{DS} 在关断时的冲击等瞬态行为, 因此该模型能够较好的用于 MOSFET 器件 EMI 的仿真。有文献则是利用 Saber 中的 MOSFET、二极管通用模型, 通过优化算法使开关管静态、动态特性与实际情况接近。IGBT 模型也是器件

建模的重要内容,有文献介绍了在电路仿真软件中根据器件供货商提供的参数对 IGBT 模型进行修正的方案。有文献根据 IGBT 的行为特性模型(如图 13.6-4 所示),分阶段研究了 IGBT 开通和关断的动态过程,用分段线性化的方法模拟电压和电流的暂态波形,将非线性的开通和关断特征用多段的 du/dt 和 di/dt 组合描述,如图 13.6-5 所示。这种方法提高了电磁干扰预测频谱在高频段的准确度。

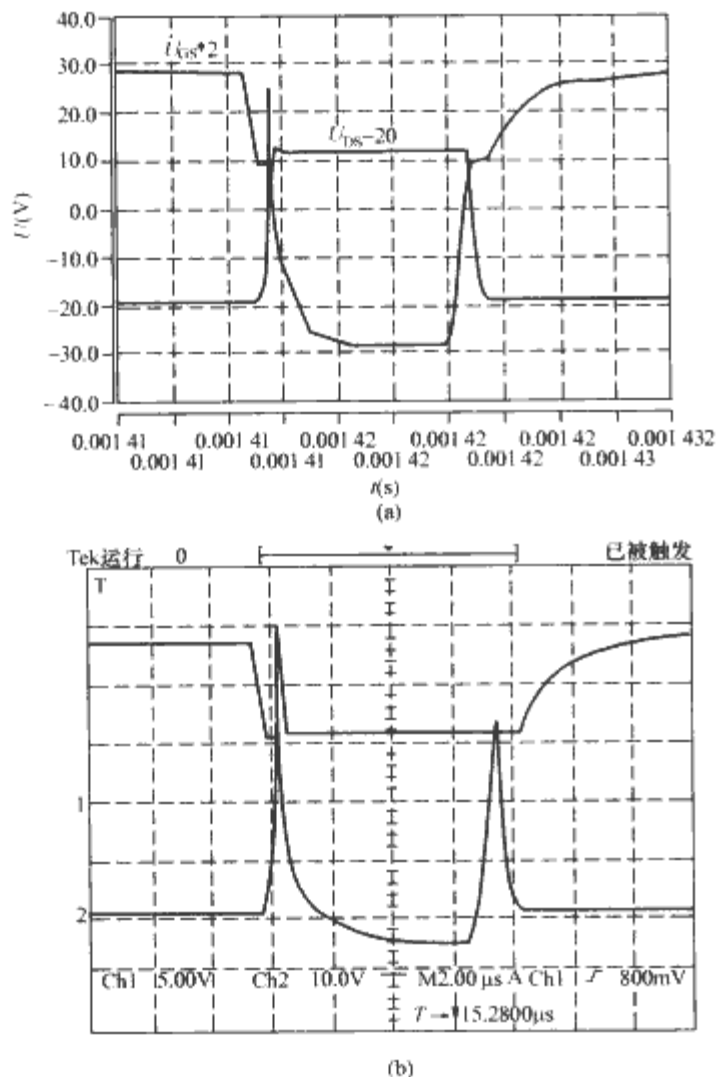


图 13.6-3 IRF840 的仿真与实验开关波形
(a) 仿真波形; (b) 实验波形

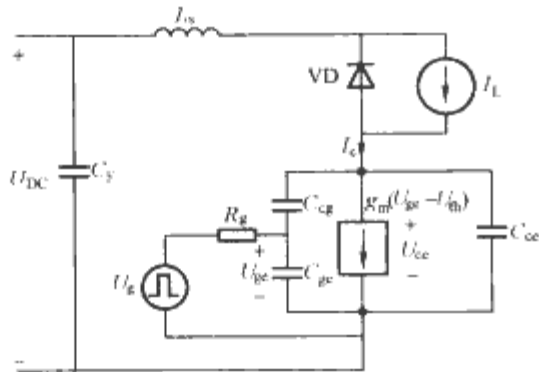


图 13.6-4 IGBT 的行为特性模型

1.1.1.2 无源元件建模

无源元件包括导线、电缆、母线排、电感器、变压器、电容器和电阻器等。一般用于传导 EMI 分析的电容器高频模型比较简单,其等效电路为 RLC 串联网路, R 表示等效串联电阻, L 表示引线电感, C 为实际电容值。更为精确的模型要依据电容器物理结构建立,有文献据此建立了电容器的传输线模型。磁性元件的高频建模和高频特性研究主要采用基于场分析的理论计算方法和基于阻抗测量的参数提取法。

在一些独立供电系统中常采用钢板导体作为系统的地平面,如图 13.6-6(a)所示,EMI 噪声会通过公共地阻抗耦合

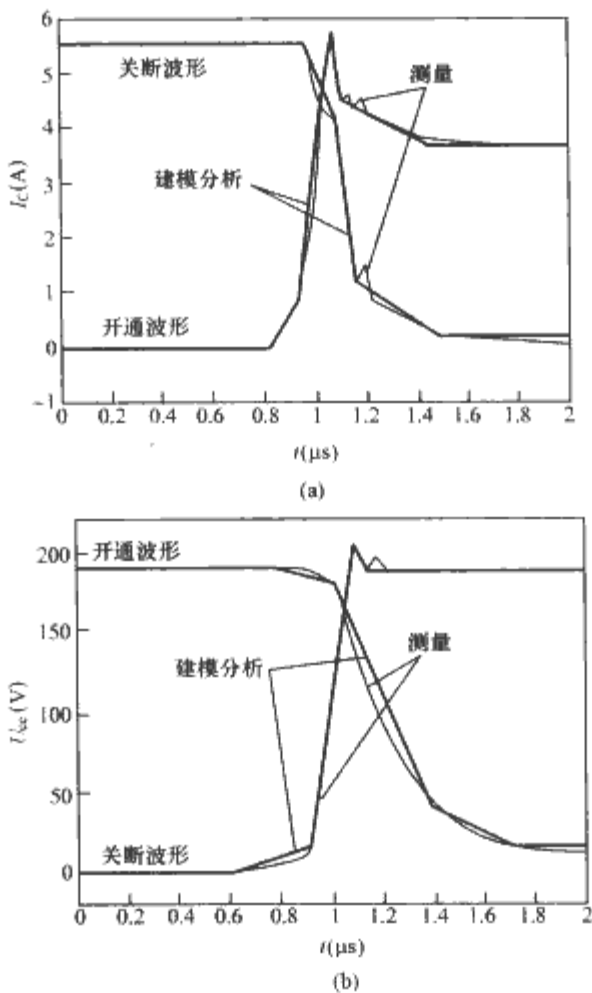


图 13.6-5 分段线性法模拟 IGBT 的开关过程
(a) 电流瞬态波形; (b) 电压瞬态波形

到不同的设备之间。有文献考虑到交流趋肤效应和电流集中效应的作用,采用三维模型分析了交流情况下扁平钢板的电磁场分布,计算了不同频率下钢板的内部阻抗和外部电感,计算结果如图 13.6-6 (b)所示,其中 R_i 表示钢板导体的内部电阻、 X_i 表示内部电抗、 Z_e 为外部阻抗, Z 表示总阻抗、 φ 为阻抗角,从该图可以看出,在低频情况下地阻抗基本为常数,主要是导体内部阻抗的电阻部分,随着频率增加其阻抗逐渐由纯电阻向电感性阻抗转化,在高频情况下,阻抗基本为纯电感性,主要由导体的外部电感决定,阻抗随频率线性增加。

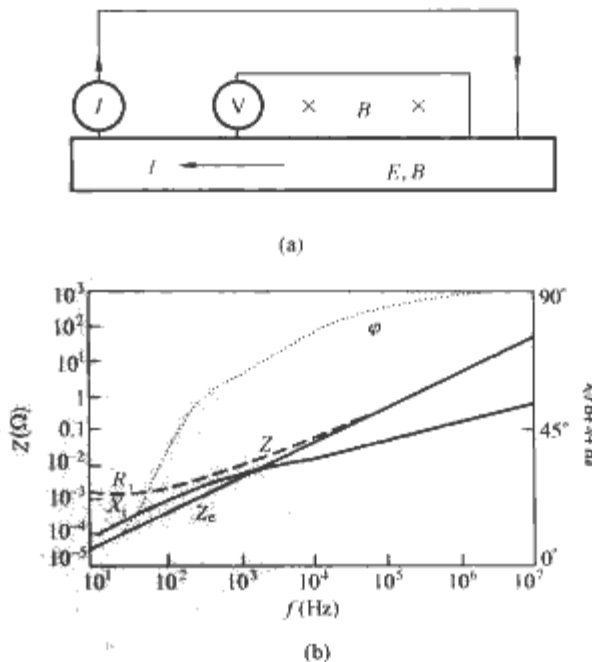


图 13.6-6 钢板地回路的公共
阻抗耦合及其阻抗特征

(a) 地回路的传导电磁干扰; (b) 地回路的阻抗频率特征

1.1.1.3 PCB 寄生参数的提取

当电路工作在较高频率下,印制电路板布线间的分布参数如电容、电感就变得相当重要,不但会成为干扰耦合的通道,而且可能会影响电路的正常工作。因此设法提取分布参数建立线路板高频模型已成为 EMC 设计工作的重要环节。提取印制电路间的分布参数有两种基本方法:解析法和数值法。用解析法可以得到一些典型印刷导线的分布参数计算式,针对具体的线路板设计运用这些算式可以估算出线路间的分布参数值。但是,要提取任意形状的印刷导线间的分布参数,还必须使用数值算法求解 Maxwell 方程组,如有限元法(FEM)、有限差分法(FDM)、矩量法(MoM)等。这些数值法的基本思想都是通过离散化的方法把连续方程转化为代数方程求解。有文献介绍了通过基于有限元算法的电磁分析软件提取 PFC 变流器的 PCB 寄生参数。

事实上,传导 EMI 建模除了要考虑元器件和 PCB 线路的高频特性之外,还有个重要的内容就是近场耦合的影响。功率变流器中近场耦合示意如图 13.6-7 所示。实验证明近场耦合对功率变流器传导干扰有很大影响。以功率变流器与 EMI 滤波器之间的近场耦合为例说明这种情况,图 13.6-8 所示为近场耦合对传导 EMI 影响的实验示意图,图中 EMI 滤波器与 LISN 相连,但它们与变流器之间没有直接的导线连接,它们的距离为 $d(\text{cm})$,滤波器没有屏蔽。近场干扰实验的 EMI 测试结果如图 13.6-9 所示,从图 13.6-9(a)可以看出,即使滤波器与变流器之间没有导线连接,在 10MHz 以后干扰开始增加,甚至超过标准限值。为了比较,图 13.6-9(b)给出了将滤波器移除后的测试结果,两者比较表明,图 13.6-9(a)所测试的传导干扰主要是通过变流器与滤波器之间的近场耦合传播的。

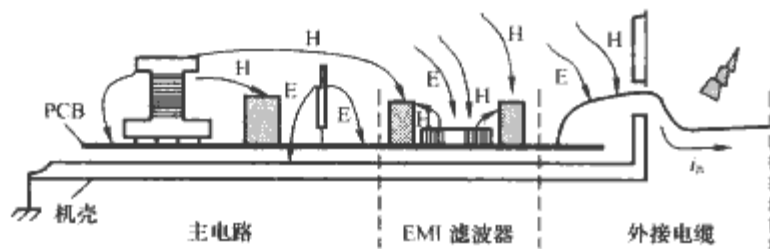


图 13.6-7 功率变流器中近场耦合示意

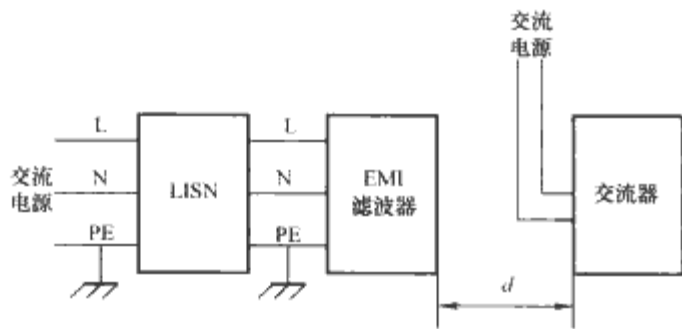


图 13.6-8 实验示意图

元器件之间的近场耦合会改变变流器 EMI 频谱的高频特性,因此在传导 EMI 预测中必须同时考虑近场耦合模型。然而由于功率变流器空间狭小,元器件几何形状复杂并且彼此靠近,近场干扰的建模异常复杂。针对这种情况,有文献就功率变流器主电路中差模传导干扰的近场耦合建模做了一些初步工作,建立了 Boost 变换器近场感性耦合模型。有文献对低压大电流混合封装电力电子集成模块(IPEM)内部功率电路与控制及驱动电路之间的近场感性耦合电磁干扰进行了研究,提出了功率电路的开关频率环流干扰模型,如图 13.6-10(a)所示,在 IPEM 内部, S1 与 VD2 构成了一个 Buck 电路,该 Buck 电路正常工作时有 I_1 与 I_2 两个环流,

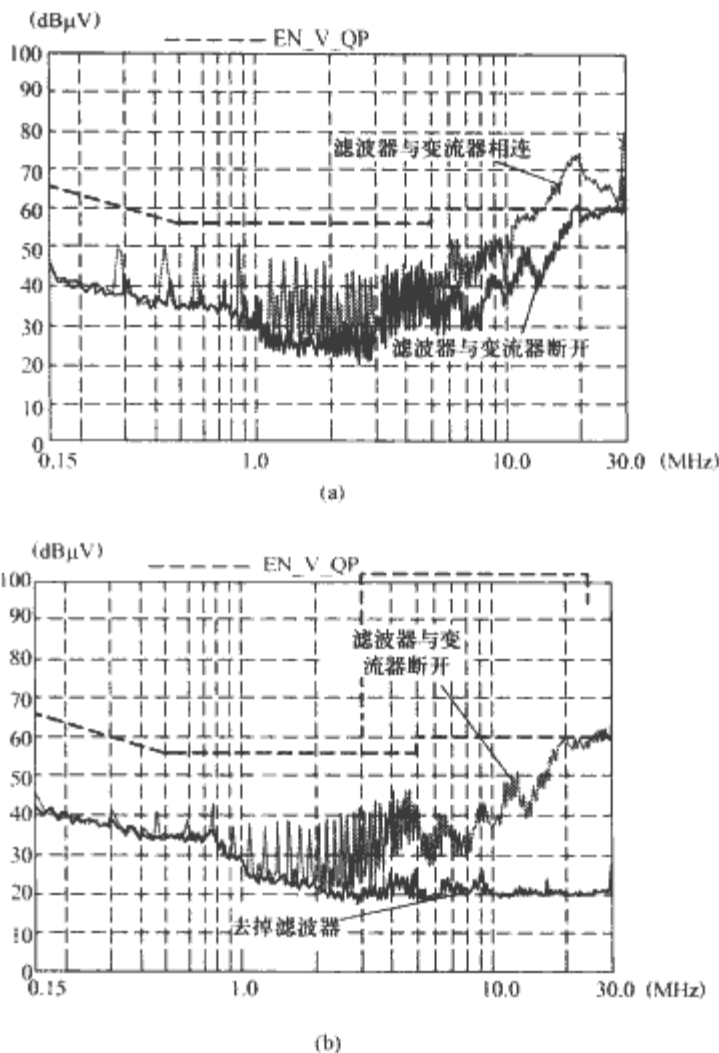


图 13.6-9 近场干扰实验 EMI 测试结果
(a) 滤波器连接与断开 ($d=3\text{cm}$) 时测试的 EMI 噪声频谱;
(b) 去除滤波器时测试的 EMI 噪声频谱

但是从 EMI 的角度考虑,该电路中还有环流 I_3 [其时序图见图 13.6-10(b)],它不经过负载支路而直接在正直流母线和负直流母线之间交替变化,对 IPEM 内部的控制电路和驱动电路产生了强烈的近场感性耦合电磁干扰。文献还介绍了 IPEM 模块内部环路之间互感的计算方法,以便对这种近场耦合 EMI 进行定量研究。

1.1.2 辐射电磁干扰建模

因为电力电子装置中辐射干扰的复杂性,目前有关功率变流器辐射建模的研究工作较少。有文献提出了一种开关电源近场干扰的建模思路,首先建立开关电源传输线模型,通过电路仿真软件获得干扰电流和干扰电压,之后再用电偶极子和磁偶极子模拟 PCB 导线,根据磁偶极子中流过的干扰电流或电偶极子上的干扰电压计算开关电源的近场干扰。有文献根据偶极子预测了开关电源的远场干扰。有文献利用 Ansoft Maxwell 软件计算了电感器周围场的分布特性,据此可合理安排控制电路的位置。

综上所述,功率变流器 EMI 建模方面还存在很多不足。传导干扰的近场耦合建模有待深入研究,特别是,这些模型没有涉及电路中元器件的辐射,而多数情况下元器件的辐射能力强于 PCB 布线的辐射能力。

1.2 功率变流器的电磁干扰抑制技术

1.2.1 传导干扰反相抵消技术及低共模干扰变流器

有文献提出了“系统共模平衡”的观点,发展了“共模干扰反相消除技术”,并在小功率 Boost、Buck 电路上进行了验证,Boost 变流器共模干扰反相消除电路如图 13.6-11 所示。有文献通过增加一个补偿变压器绕组和一个电容器,实现了 Buck、Boost、Flyback、Forward、Buck-Boost 等基本变

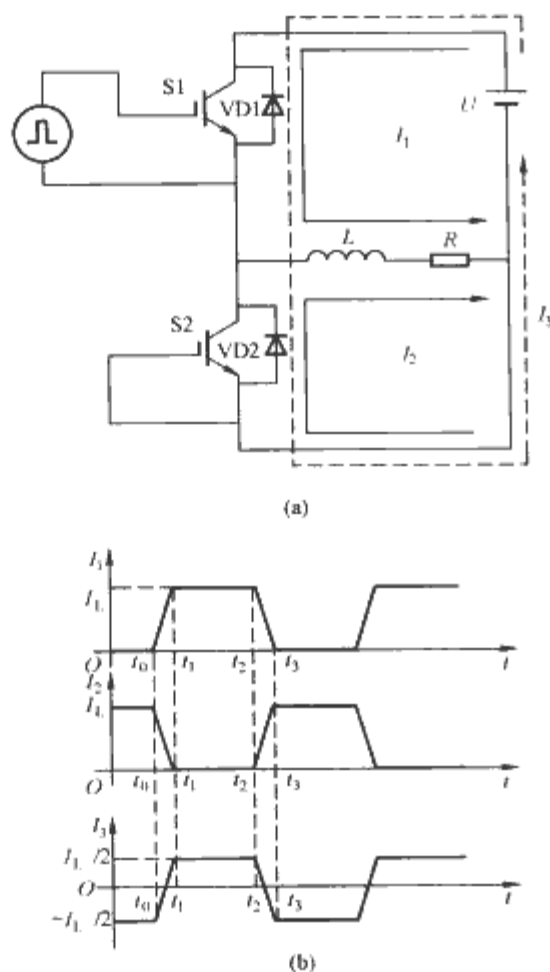


图 13.6-10 IPEM 模块功率电路的开关频率环流
(a) 功率电路的开关频率环流;
(b) 环流时序图

流器中共模干扰的部分抵消。有文献提出了系统动态节点平衡的思想,如图 13.6-12 所示,在系统中人为地构造两个电位变化幅度相同、相位相反的动态节点,从而使共模干扰得到极大地抑制。有文献提出了“构造稳态节点共模 EMI 抑制技术”,该技术通过在电路中构造稳态节点,如图 13.6-13 所示,将 Boost 电路中的储能电感放置到电源负极与 MOSFET 的源极之间,避免了开关器件漏极与散热器之间寄生电容 C_m 对共模干扰的影响,大大减小了传导共模干扰。

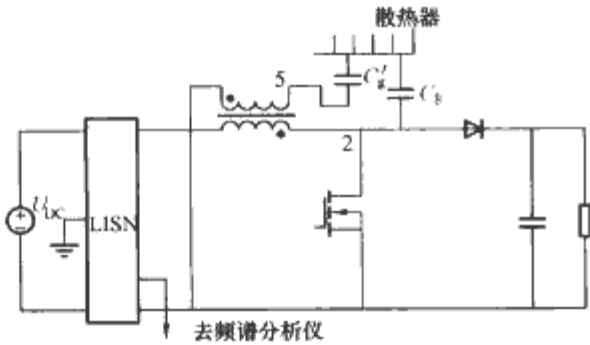


图 13.6-11 Boost 变流器共模干扰反相消除电路

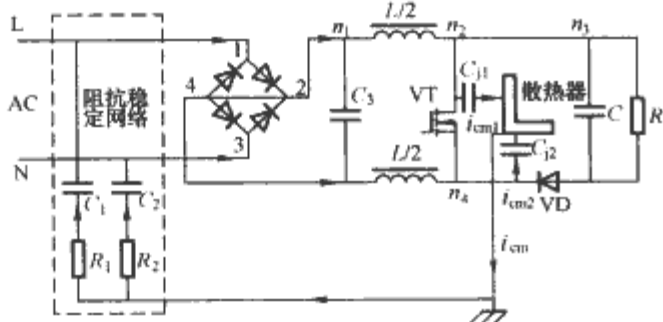


图 13.6-12 采用动态节点平衡技术抑制共模 EMI

1.2.2 软开关技术

软开关的主要目的是为了降低开关损耗,减小开关应

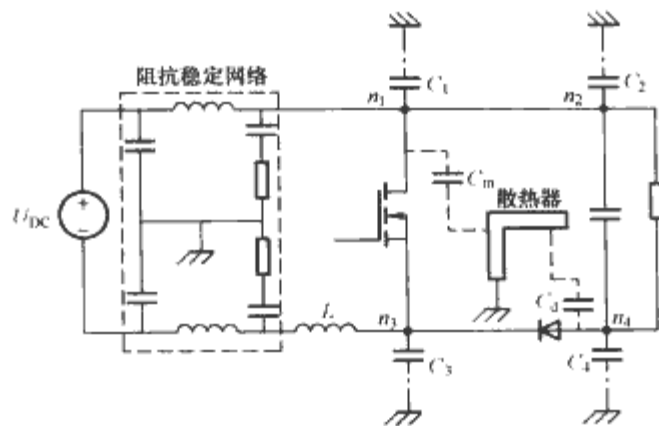


图 13.6-13 构造稳态节点的共模 EMI 抑制技术

力。理论上由于开关器件是在零电压/零电流条件下实现开通/关断的,因此采用软开关技术可使电压、电流上升、下降沿变缓,应当比硬开关变流器具有更低的电磁干扰水平。有文献对这个问题进行了较为仔细的分析,有文献分别研究了具有相同功率等级和类似设计的 Buck、Boost、Flyback 软、硬开关电路的 EMI 性能,认为软开关方式能显著减小传导和辐射 EMI 发射。有文献考察了软、硬开关方式的逆变器,发现低频范围内软开关方式的传导 EMI 没有明显减小,仅在高频段有所改善。实际上,笼统地讲软开关技术可以减小传导和辐射 EMI 发射是片面的,因为目前提出的绝大多数无源或有源软开关技术均是毫无例外地引入一个辅助电路(通常是谐振电路)来保证主电路功率器件实现软开关,有些先进拓扑辅助电路中的功率器件也能实现软开关,但是为了实现软开关而引入的辅助电路中谐振电流环路所带来的附加的 EMI 电平的影响,使得变流器总体的 EMI 电平可能不一定比电路简单的硬开关变流器低,这常常使人们产生困惑。实际上,在采用软开关拓扑时,必须对 PCB 板进行精心布置才能达到设计预期的效果。除此以外,可以从 EMC 设计的角度考虑,采用控制型软开关拓扑可能是较好的选择。

1.2.3 调制策略

有文献对单相 PFC 电路的同步 PWM、异步 PWM、正弦误差滞环 PWM、直流误差滞环 PWM、PFM 工作方式进行分析和实测比较,得出变频的 PFM 方式有利于减小传导 EMI 发射的结论。还有一种称为随机 PWM (RPWM) 的干扰抑制技术,图 13.6-14 所示为随机锯齿波形与参考信号比较产生门极信号,图 13.6-15 所示为 PWM 与 RPWM 两种调制方式下变流器的输入电流波形及其频谱,可以看出采用 RPWM 技术能够将集中在某些频率点的能量分配到整个频谱,达到减小 EMI 的目的。

如同任何事物都具有两面性一样,上述 EMI 抑制技术也都有自身的缺陷,因为它们可能会增加功率变流器设计的

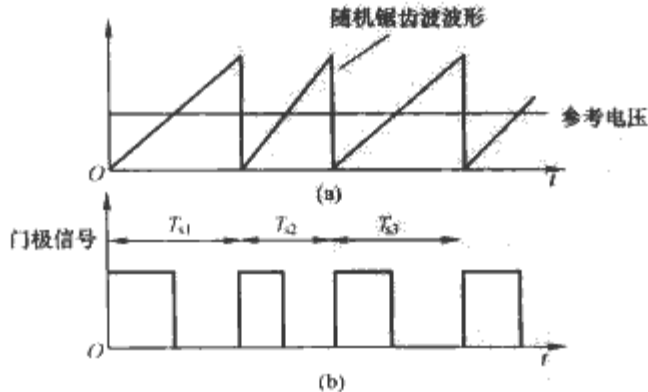


图 13.6-14 随机锯齿波形与参考信号比较产生门极信号

(a) 参考电压与随机锯齿波形;(b) 开关管门极信号

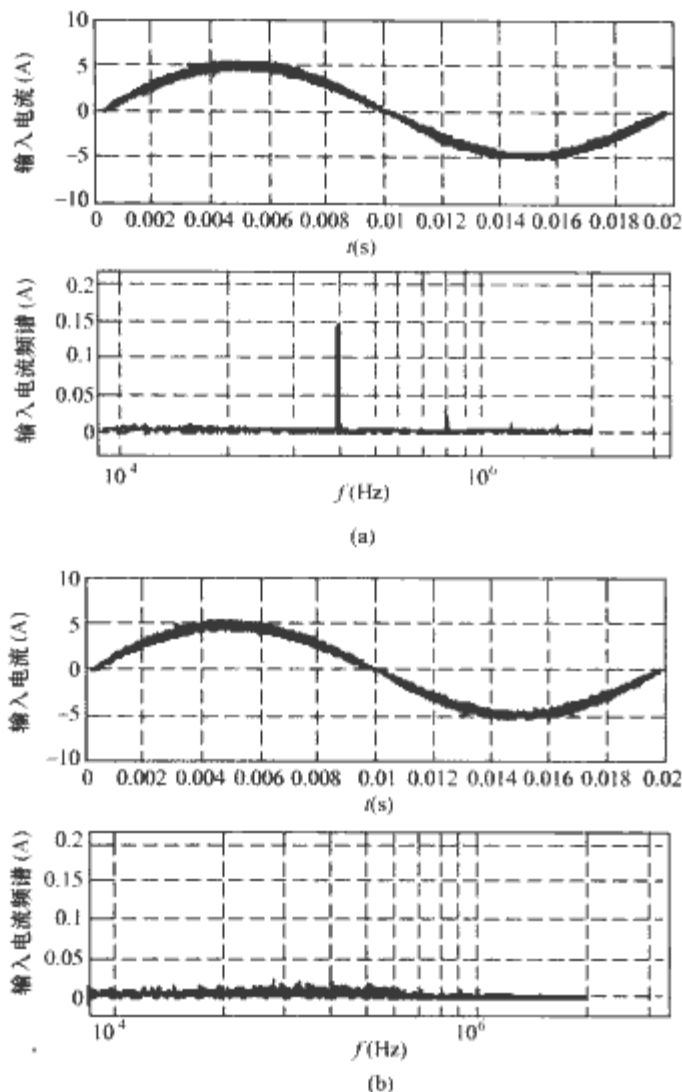


图 13.6-15 PWM 与 RPWM 两种调制方式下
变流器的输入电流波形及其频谱
(a) 采用 PWM 调制; (b) 采用 RPWM 调制

复杂性,提高了成本,还可能会导致系统性能下降,出现运行不稳定问题等。

2 电机传动装置的电磁干扰建模及抑制技术

2.1 电机传动装置的电磁干扰建模

与上节对功率变流器的分析类似,电机传动系统的 EMI 发射的建模和特征研究也涉及了 EMI 噪声源和 EMI 噪声传播途径的建模。图 13.6-16 所示为电机传动系统中主要的 EMI 噪声传播示意图。造成电机传动系统发射 EMI 噪声的原因在于高功率、高速开关器件如 SCR、GTO、IGCT 和 IGBT 的使用,这些器件产生了极高的 di/dt 和 du/dt 。开关器件所引起的电压和电流的快速变化是电机传动系统的主要噪声源,噪声源建模包括时域建模和频域建模两种:时域建模就是用物理元件如开关管、电阻、电感和电容器模拟电机传动系统的 EMI 发射源,采用时域模型很容易理解系统的 EMI 发射机理;频域建模需要通过傅里叶变换将开关器件波形由时域转化成频域,并且以频域参量表示噪声传播路径的阻抗参数,那么很容易计算得到系统的 EMI 噪声频谱分布,采用频域模型能够快速地预测电机传动系统的 EMI 频谱,但模型的电路意义不够直观。电机传动系统中的 EMI 传播途径包括电机、电缆、母线排、接地线、连接器以及系统中的寄生参数如器件和地之间的分布电容,其建模方法包括测量法^[31]和软件仿真法,如可以采用有限元软件提取母线排和电缆的寄生参数等。

2.2 电机传动装置的电磁干扰抑制技术

电机传动系统产生的电磁干扰也包括共模干扰和差模干

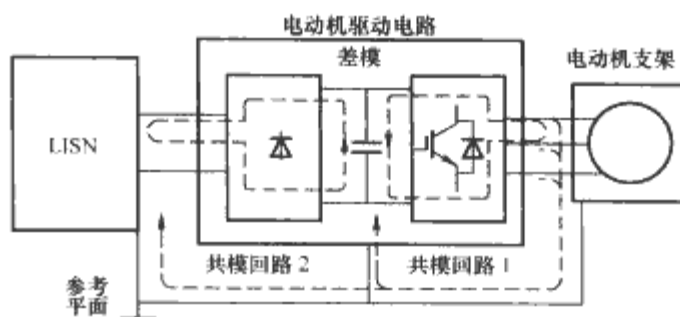


图 13.6-16 电机传动系统主要的 EMI
噪声传播示意图

扰,但由于电机传动系统主要涉及高压、大功率,所以 EMI 问题主要是共模干扰。为了抑制电机传动系统产生的共模干扰,目前采取的解决方案主要介绍如下。

2.2.1 无源滤波技术

在功率变流器中,通常采用交流侧电源 EMI 滤波器来抑制传导 EMI 噪声的传播。但是在电机传动系统中,一方面入端电流、电压非常高,另一方面相对功率变流器而言,开关频率较低,因此如果采用电源 EMI 滤波器所需要考虑的问题包括共模扼流圈的磁芯饱和效应、共模扼流圈磁芯的温升效应、滤波器整体体积重量等因素。针对这种情况,有文献介绍了电机传动装置的电源 EMI 滤波器的集成设计方法,其设计功能描述如图 13.6-17 所示,设计过程中考虑到了滤波元件的高频特征和电机传动系统的 EMI 噪声源阻抗特征,磁芯和绕线的选择综合考虑了铁磁材料的磁通饱和与温升限制。这种集成设计方法能够带来优化的滤波器方案,其思想同样适于功率变流器的 EMI 滤波器设计。

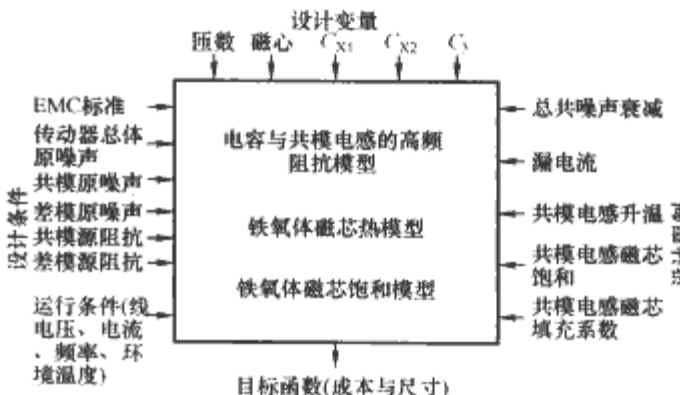


图 13.6-17 电机传动装置的电源 EMI
滤波器设计功能描述

但是,由图 13.6-16 可见,在电机传动系统中三相电压型 PWM 逆变器的输出电压中还包含差模电压和共模电压,这些干扰电压能够导致电机绕组损伤以及产生轴承电流并缩短电动机使用寿命,因此发展逆变器输出端的 EMI 抑制技术是非常重要的。有文献介绍了在逆变器交流输出侧加入 du/dt 衰减电路和共模滤波器的方案,能够抑制电机高频轴电压和电机的接地漏电流。有文献介绍了采用一个逆变器输出滤波器同时抑制电机终端的共模和差模电磁干扰。有文献提出了一种逆变器输出无源滤波器,如图 13.6-18 所示,该滤波器由一个 LC 低通滤波器和一个共模变压器构成,由于将两种结构的滤波器集合在一起,简化了滤波器的结构和设计。

2.2.2 有源滤波技术

有源滤波技术也为滤除 EMI 噪声提供了一个可选择的方案,相比无源滤波器,有源滤波器体积更小,并且其性能受噪声源阻抗的影响也更小。有文献介绍了一种有源共模噪声补偿电路,如图 13.6-19 所示,该补偿电路包含一个采用

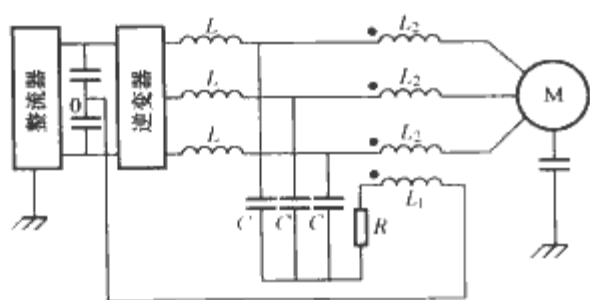


图 13.6-18 逆变器输出无源滤波器

互补晶体管组成的射极跟随器和一个共模变压器，它们能够将 3 个电容所检测的逆变器输出端共模电压通过反向电压 u_c 补偿到逆变器输出电缆中，从而达到消除共模电压的目的。有文献介绍了一种由单相逆变器和五绕组共模变压器组成的有源滤波器，其结构虽然比较复杂，但是可采用一个控制单元控制辅助逆变器和主电路三相逆变器的驱动信号，因此该方案也比较容易实现。有源滤波器可单独用于抑制共模噪声，也可与无源滤波器集成，提高共模噪声衰减性能。

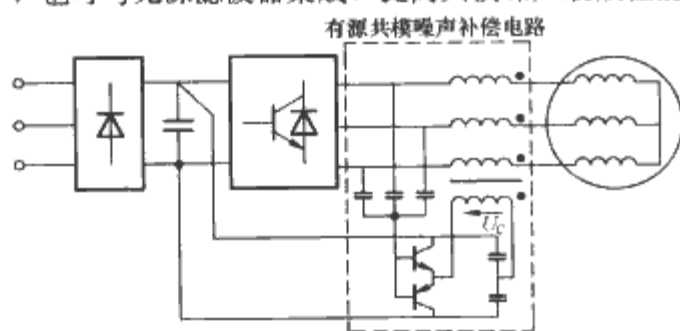


图 13.6-19 有源共模噪声补偿电路

2.2.3 其他技术

有文献提出了一种双桥逆变器结构，通过对三相双绕组感应电机产生平衡激励的原理，抑制了电机绕组和机壳之间的容性耦合。有文献介绍了一种先进的 PWM 控制方法，无须添加其他硬件电路而仅仅通过软件的实施能够降低三相电机传动系统的共模电压。有文献提出了利用多层 PCB 技术抑制电机传动系统产生的共模电流。

从上述回顾可知，由于 EMI 现象的复杂性，适于电机传动装置 EMI 噪声建模、预测和抑制的系统方法还尚未形成。今后的工作目标应该是在设计电机传动装置的其他功能时就能建立准确和实用的 EMI 模型，并与此同时实现有效的 EMI 解决方案。

3 EMI 滤波器的寄生效应

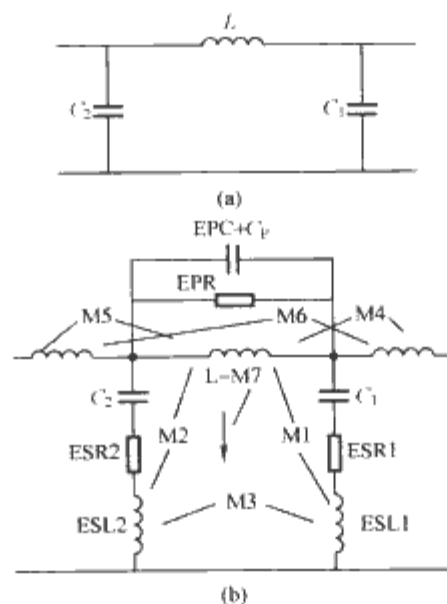
EMI 滤波器的寄生效应对滤波性能有着十分重要的影响。大多数工程师都了解绕组寄生电容与绕组电感以及电容器的引线电感与电容器之间的自谐振对滤波器性能所产生的影响。这些效应相对来说还是可以理解的并且在一定程度上易于控制，因为可以通过阻抗分析仪测量。寄生效应的另一类别，即与布局 and 封装相关的寄生效应，相对来说则更难以理解。虽然该问题可以借助场的理论来解决，但这个方法往往很难普遍接受。

3.1 EMI 滤波器寄生效应建模

为了分析寄生参数的效应和预测 EMI 滤波器的高频特征，有文献通过测量的方法建立了滤波器的器件模型，并基于这个模型采用参数灵敏性分析，对滤波器的滤波电感和电容器的寄生参数的影响进行了研究。有文献通过对共模电感的测量，建立了共模电感的高频模型，通过简单的实验介绍了如何确定共模电感值、差模电感值（共模扼流圈的漏电

感）、绕组内部匝间寄生电容和两个绕组间寄生电容，以及绕组导线电阻和磁心电阻。这些工作有助于调整滤波器的元件参数并改善滤波器的高频性能。

有文献通过仿真和实验的方法对 EMI 滤波器中几种感性和容性耦合现象进行了分析。 π 型滤波器中的寄生效应如图 13.6-20 所示，滤波电容器和走线环路间的感性耦合以及电感和地平面之间的耦合效应对滤波器的高频性能有着十分重要的影响，而对于两级滤波器而言，两个电感器之间的感性耦合也在整个频率范围内强烈地影响着滤波器的性能。有文献提出了采用 S 参数法提取 EMI 滤波器寄生参数，对 EMI 滤波器的寄生参数影响的定量研究提供了一种新的方法与思路。

图 13.6-20 π 型滤波器中的寄生效应
(a) π 型滤波器结构图；(b) 考虑各种寄生参数

3.2 EMI 滤波器寄生参数抵消技术

减小滤波器中电容器引线电感的影响对提高滤波器的高频性能无疑具有重要的作用。有文献提出了在滤波电容器支路上引入负电感用于抵消滤波电容器引线电感效应的设计方法，如图 13.6-21 所示，电感 L_{11} 和 L_{22} 之间的互感为 L_M ，如果 L_M 等于 ESL ，那么在右图的去耦等效电路中电容器支路上的电感为 0，因而消除了滤波电容器的引线电感效应。有文献则是根据电路网络理论，采用 X 型的滤波器结构，如图 13.6-22 所示，抵消了滤波电容器的 ESL 和 ESR ，因而提高了滤波器的高频性能。有文献介绍了 EMI 滤波器中滤波电感绕组等效并联电容 (EPC) 的技术，如图 13.6-23 所示，由于差模电感与共模电感的两个绕组电流方向不同，因此分别采用了不同的技术。对于图 13.6-23(a) 所示的差模电感 EPC 抵消技术，还需要考虑两个绕组之间的寄生电容；而对于图 13.6-23(b) 所示的共模电感 EPC 抵消技术，主要的问题在于很难保证单个绕组内部两个半绕组之间有接近 1 的磁耦合系数，如果该耦合系数不高，EPC 的

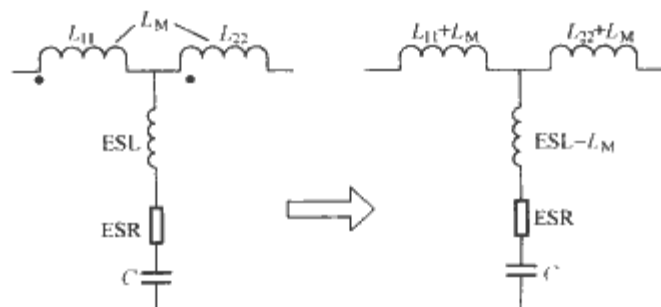


图 13.6-21 滤波电容器 ESL 抵消技术

抑制效果会很差。有文献将一个线圈集成于电容器中用于消除两个电容器之间的磁场耦合,同时抵消了电容器的等效串联电感。

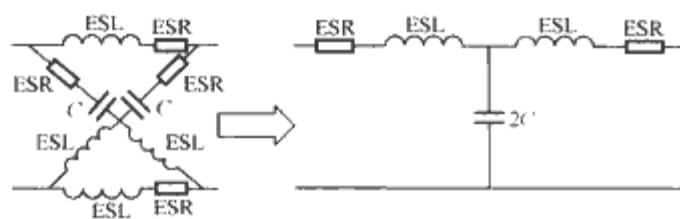
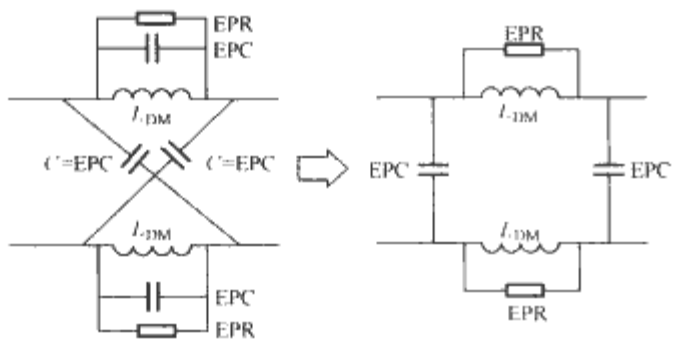
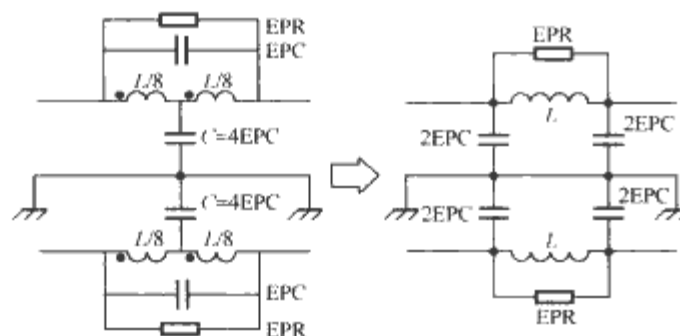


图 13.6-22 滤波电容器 ESR 与 ESL 抵消技术



(a)



(b)

图 13.6-23 滤波电感 EPC 抵消技术

(a) 差模电感的 EPC 抵消技术;

(b) 共模电感的 EPC 抵消技术

对 EMI 滤波器寄生效应的研究不仅有利于改善滤波器本身的高频性能,而且有助于理解和掌握整体电力电子装置的 EMI 特征。

4 PCB 电磁干扰优化设计 CAD 技术

PCB 上元器件布局以及布线对 EMI 有重要影响,设计优良的 PCB 是减小 EMI 最经济的手段。因此计算机辅助设计 (CAD) 用于 PCB 电磁干扰预测与设计是一个重要发展方向。

有文献提出了基于专家系统的 EMC 设计方案,即系统读入 PCB 板的设计文件,经计算后识别出 PCB 板上的干扰区,根据知识库给出可能的解决方案。有文献利用现有的 PCB 自动布线软件和 SPICE 仿真器实现了一种具有 EMC 设计能力的 PCB 设计软件,并给出相应的 EMC 性能指标参数,然而该软件以最短路径为优化布线的目标函数是不恰当的。有文献提出了基于电场分析的 PCB 电磁干扰设计方法,根据干扰电场的分布图来安排导线的大致位置,依据实时的耦合系数计算结果来及时地调整导线的方向、大小和形状,整体软件设计方案如图 13.6-24 所示。

有文献提出了一种组合的 CAD 软件包 CCAD,利用该软件在设计阶段就可对 PCB 板产生的辐射水平进行预测。有文献则尝试应用神经网络的方法分析、预测 PCB 板的干扰源,从而指导电路板的设计。有文献利用模糊逻辑对

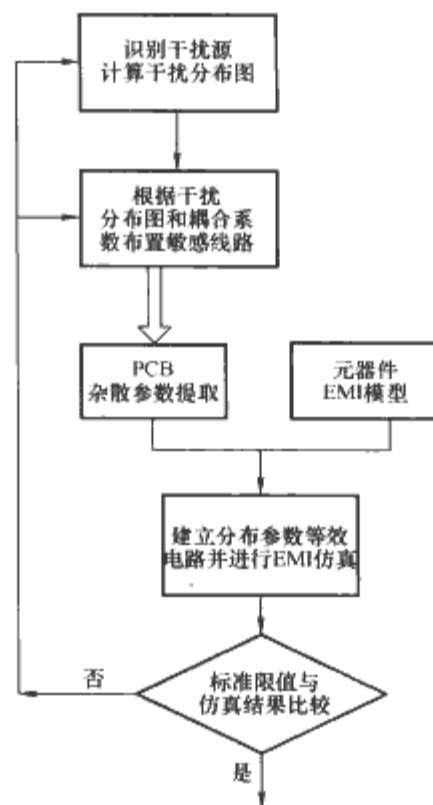


图 13.6-24 整体软件设计方案

PCB 进行优化设计,但在隶属度函数的选取上带有一定的任意性。有文献提出减小动态节点寄生电容为优化目标的 PCB 优化设计,但其只能用于结构简单且布线规则的电路。有文献则提出利用混合建模技术实现功率变流器 PCB 电磁干扰分析。

上述研究工作,虽然大大推动了 PCB 计算机辅助 EMC 设计的发展,但总的来说该方向的研究工作发展得还很成熟,远远没有达到实用的程度。

5 EMI 的电磁计算技术

现代功率半导体技术的进步促进了电力电子装置朝着低尺寸、高功率密度的方向发展。特别是功率等级达到 100kW 时变流器的尺寸大小成为了一个非常重要的问题,制造商通过功率元器件、散热器和控制电路的集成方案尽可能地减小了装置的尺寸。由此导致了装置内部相邻元器件之间严重的近场耦合电磁干扰问题。为了在开发阶段优化元器件布局减小这种耦合效应,要求能够对元器件和其他传导结构产生的杂散电磁场进行仿真和预测。幸运的是,电磁计算技术的发展使得通过虚拟样品进行三维结构的电磁场分析成为了可能的解决方案。

电磁场计算广泛采用的一种方法是有限元分析法 (FEM),它能够计算几乎所有的电磁效应,包括时域场的传播、非均匀材料性能以及材料的损耗问题。有限元法通过划分模型的离散网格并对每个网格点求解 Maxwell 方程最终得到所需要的结果。为了得到准确的结果,需要对模型作精细的离散化处理,这将导致计算单元数目过大,因此有限元法对计算机的内存和运算速度要求非常高。减小仿真计算复杂性的方法是选择无需对整体模型进行离散化处理的电磁算法,矩量法 (MoM) 和部分单元等效电路法 (PEEC) 仅仅考虑传导结构的表面电磁场分布因而可以满足这个要求。PEEC 方法主要应用于当远场辐射不是主要关注问题时的较低频率电磁场计算。MoM 法和 PEEC 法的一个缺点是不能分析非均匀磁导率效应,由于非均匀的铁氧体磁芯材料广泛应用于电力电子装置中,因此采用 PEEC 法进行电磁场分析时如何突破电磁材料特性的限制成为了亟待解决的课题^[62]。

由于每种电磁计算方法都有其最适合的应用范围，如果将两种方法综合比如采用表面积分技术的矩量法（MoM）与有限元法（FEM）的混合计算技术（Hybrid technique）就有希望能够处理单独一个算法所不能解决的问题。适于 EMI 分析的电磁计算技术更详细的介绍可参考有关文献。

计算电磁领域涌现出了大量的电磁计算技术，如何选择合适的电磁建模方法成为了一个具有挑战性的工作。表 13.6-1 给出了几种常见的用于 EMI 分析的商业软件介绍。由于没有任何一种单独的电磁建模技术对所有的问题都是有效和准确的，因此我们所要面对的是：“为确切的问题找到确切的技术方案”。

表 13.6-1 几种电磁计算软件的介绍

软件名称	基本算法	性能描述	发行公司
Maxwell 3D	频域有限元法 (FEM)	三维静电、静磁分析，低频时变电磁场分析	Ansoft 公司
Maxwell Q3D	矩量法+有限元法 (MoM+FEM)	准静态场分析，计算三维结构的 RLC 参数	Ansoft 公司
HFSS	频域有限元法 (FEM)	三维全波分析，计算高频高速元件的电磁性能，处理寄生耦合与辐射问题	Ansoft 公司
XFDTD	时域有限差分法 (FDTD)	适合于有耗介质、磁性材料、有限大接地面、三维高频结构与天线系统	XFDTD 公司
FARADAY	边界元法 (BEM)	三维空间上多导体之间的耦合问题和电流或涡流问题	IES 公司
PCBMod	部分元等效电路法+边界元法 (PEEC+BEM)	分析 PCB、电缆、互连、以及任意结构包括大尺寸元件和 IC 芯片的寄生电感、集肤效应、介质损耗和谐振	Simlab 公司

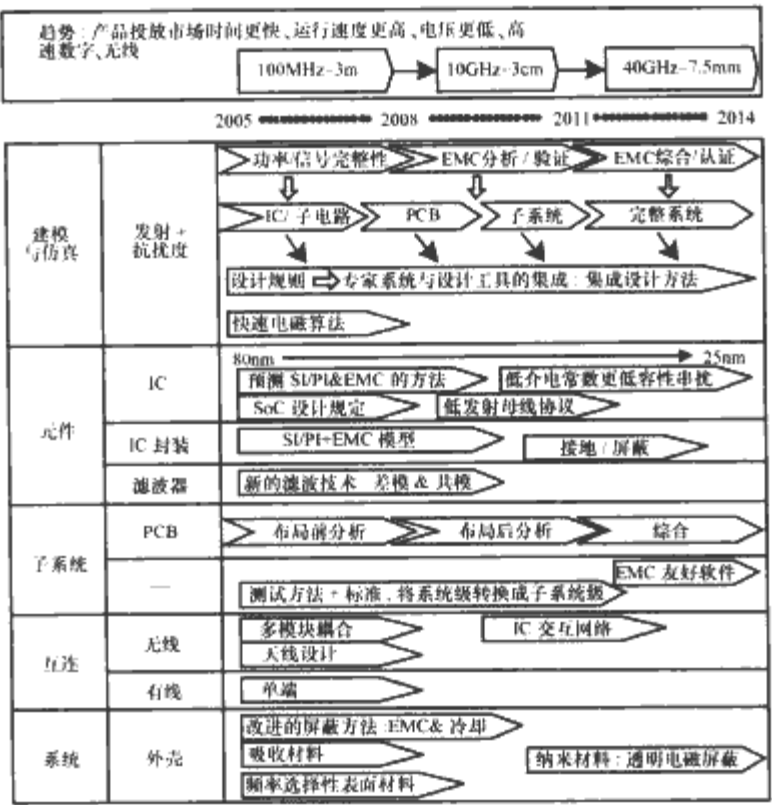
通过对电力电子装置电磁兼容研究现状的回顾，可以看到 EMC 是一个综合的问题，涉及了多方面的内容。虽然大量的研究工作在电力电子装置的 EMI 噪声特征、EMI 抑制技术、EMC 仿真和建模以及 EMI 测量等方面取得了许多有

价值的成果，但是进一步的研究和开发工作仍然是非常必要的。一方面，需要对现有的 EMC 技术和理论进行改进和完善；另一方面，需要开发出新的 EMC 设计理论和方法以满足国际上越来越苛刻的 EMC 标准和要求^[64]。

最近有文献对今后电子产品及其电磁兼容研究的长期发展路线作了全面的预测。表 13.6-2 列出了（2005-2014）年期间 EMC 技术发展走势图和在建模与仿真、元件、子系统、互连和系统各方面 EMC 设计研究的发展趋势。

表 13.6-2 表明电磁兼容设计研究总体来说还处于初期阶段。要从子电路→PCB→子系统→完整系统都能真正实现从早期 EMC 设计到 EMC 综合与论证，发展快速的电磁算法，发展 EMC 友好软件和形成专家系统与设计工具的集成，还需要人们付出长期不懈的努力。

表 13.6-2 EMC 技术走势图：EMC 设计



参 考 文 献

- [1] 钱照明, 程肇基. 电力电子系统电磁兼容设计基础及干扰抑制技术. 杭州: 浙江大学出版社, 2000.
- [2] Clayton R. Paul. Introduction to Electromagnetic Compatibility. John Wiley & Sons, 1992.
- [3] B. R. Archambeault. PCB Design for Real-World EMI Control, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [4] Mark I. Montrose, EMC and the Printed Circuit Board; Design, Theory, and Layout Made Simple, IEEE Press, 1999.
- [5] Mark I. Montrose, Printed Circuit Board Design for EMC Compliance; A Handbook for Designers, IEEE Press, 1996.
- [6] Tim Williams & Keith Armstrong, EMC for Systems and Installations, 2000.
- [7] Mark J. Nave, Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies, 1991.
- [8] Laszlo Tihanyi, Electromagnetic Compatibility in Power Electronics, IEEE Press, 1995.
- [9] Richard Lee Ozenbaugh, EMI Filter Design, Marcel Dekker, 1996.
- [10] 杨继深. 电磁兼容技术之产品研发与认证. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [11] 白同云, 吕晓德. 电磁兼容设计. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001.
- [12] 区健昌. 电子设备的电磁兼容性设计. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [13] 陈淑芬, 马蔚宇, 马晓庆. 电磁兼容试验技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001.
- [14] 顾海州, 马双武. PCB 电磁兼容技术——设计实践. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [15] Michael Tao Zhao, Electrical, Thermal, EMI Design of High-Density, Low-Profile Power Supplies. Doctor Thesis of Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 1997.
- [16] Liang Y C, Gosbell V J. Diode Forward and Reverse Recovery Model for Power Electronic SPICE Simulation. IEEE Trans. On Power Electronics, July 1990, 5(3): 346-356.
- [17] Yuan Yisheng Qian Zhaoming. An Improved Lumped-Charge Model and Parameter Extraction Approach of PIN Diodes. IEEE PESC'02, 2002; 1301-1304.
- [18] 袁义生, 钱照明. 分析传导 EMI 的功率 MOSFET 建模. 浙江大学学报(工学版), 2003, 37(2): 198-201.
- [19] Musznicki P, Scheanen J-L, Allard B, Chrzan P. J. Accurate Modeling of Layout Parasitic to Forecast EMI Emitted From a DC-DC Converter. In: Proc. Of IEEE PESC'04, 2004; 278-283.
- [20] Berning D W, Jr. Hefner A R. IGBT Model Validation. IEEE Industry Applications Magazine, Nov.-Dec. 1998, 4(6): 23-34.
- [21] Meng Jin, Ma Weiming. Power Converters EMI Analysis Including IGBT Nonlinear Switching Transient Model. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Oct. 2006, 53(5): 1577-1583.
- [22] Sullivan C R, Kern A M. Capacitors with Fast Current Switching Require Distributed Models. In: Proc. Of IEEE PESC'01, 2001; 1497-1503.
- [23] Asensi R, Cobos J, Garc'ya A, et al. Full procedure to model high frequency transformers windings. In: Proc. Of IEEE PESC'94, 1994; 856 - 863.
- [24] Pleite J, Prieto R, Asensi R, et al. Obtaining a frequency-dependent and distributed-effects model of magnetic components from actual measurements. IEEE Trans. On Magnetics, Nov. 1999, 35(6): 4490-4502.
- [25] 赵治华, 马伟明. 钢板地阻抗的频率特性. 中国电机工程学报, 2003, 8, 23(8): 119-124.
- [26] Zhao Zhihua, Ma Weiming. Coupling Model and Impedance Calculation of the Steel Ground Loops With Proximity Effect. IEEE Trans. on EMC, Aug. 2006, 48(3): 522-529.
- [27] Yang Liyu. Modeling and Characterization of a PFC Converter in the Medium and High Frequency Ranges for Predicting the Conducted EMI. Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Sep. 2003.
- [28] He Junping, Jiang Jianguo, Chen Wei. Identification and Model of Near Field Magnetic Coupling in a PFC Converter. In: Proc. Of IEEE PESC'05, 2005; 323-327.
- [29] Feng Limin, Chen Wei, Chen Henglin, et al. Study on the EMI due to radiation coupling. In: Proc. Of IEEE APEC'06, 2006; 1161-1164.
- [30] Chen Wei, Feng Limin, Chen Henglin, et al. Analysis the Inductive Coupling Effects on the Differential Mode EMI in Power Converter. In: Proc. Of IEEE APEC'06, 2006; 1169-1173.
- [31] 曾翔君, 陈集明, 杨旭, 等. 基于局部元等效电路原理对混合封装电力电子集成模块内互感耦合的研究. 中国电机工程学报, 2004, 24(7): 133-139.
- [32] Antonini G, Cristina S, Orlandi A. EMC Characterization of SMPS Devices; Circuit and Radiated Emissions Model. IEEE Trans. On EMC, Aug. 1996, 38(3): 300-309.
- [33] Thomas R, Li F, Garrett C. Prediction of Radiated EMI from High Frequency Power Converters. In: Proc. Of IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conf., 2000; 80-85.
- [34] Joshi M, Agarwal V. Component Placement for Improved EMI Performance in Power Electronic. In: Proc. Of IEEE APEC'98, 1998; 911-917.
- [35] Wu Xin, Pong M H, Lu Zhengyu, et al. Novel Boost PFC With Low Common-mode EMI; Modeling and Design. In: Proc. Of IEEE APEC'00, 2000; 178-181.
- [36] Cochrane D, Chen D Y. Passive Cancellation of Common - Mode Noise in Power Electronic Circuits. IEEE Trans. On P. E., May 2003, 18(3): 756-763.
- [37] 袁义生, 钱照明. 功率变换器动态节点电位平衡共模 EMI 抑制技术. 浙江大学学报(工学版), 2003, 37(1): 108-111.

- [38] Chen Wei, Qian Zhaoming. A Novel and Simple Approach to Suppress Common-Mode EMI in Power Converters. In: Proc. Of IEEE INTELEC'04, 2004; 589-592.
- [39] Zhang D B, Chen D Y, Lee F C. An Experimental Comparison of Conducted EMI Emissions between a Zero-Voltage Transition Circuit and a Hard Switching Circuit. In: Proc. Of IEEE PESC'96, 1996; 1992-1997.
- [40] Chung H, Hui S Y R, Tse K K. Reduction of Power Converter EMI Emission Using Soft-Switching Technique. IEEE Trans. On EMC, 1998, 40(3); 282-288.
- [41] Shao J, Lin R L, Lee F C, et al. Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverter. In: Proc. Of IEEE APEC'00, 2000; 1009-1014.
- [42] 顾亦磊, 陈世杰, 吕征宇, 等. 控制型软开关变换器的实现策略. 中国电机工程学报, 2005, 3, 25(6); 55-59.
- [43] Mahdavi J, et al. Comparison of Conducted RFI Emission From Different Unity Power Factor AC/DC Converters. In: Proc. Of IEEE PESC'96, 1996; 1979-1985.
- [44] Trzynadlowski A M, Blaabjerge F. Random Pulse Width Modulation Technique for Converter-fed Drive System- A Review. IEEE Trans. On Industry Application, Sep. 1994, 30(5); 1166-1174.
- [45] Gokani S, Clare J C, Bradly K J, et al. EMC Measurements and Simulation in Variable Speed Drives. In: Proc. Of Sixth int. Conf. On Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996; 558-563.
- [46] Ran L, Gokani S, Clare J, et al. Conducted Electromagnetic Emission in Induction Motor Drive Systems Part I: Time Domain Analysis and Identification of Dominant Modes. IEEE Trans. On Power Electronics, July 1998, 13(4); 757-767.
- [47] Huang X, Pepa E, Lai J, et al. Three-phase Inverter Differential Mode EMI Modeling and Prediction in Frequency Domain. In: Proc. Of IEEE IAS'03, 2003; 2048-2055.
- [48] Shen W, Wang F, Boroyevich D, et al. Optimizing EMI Filter Design for Motor Drives Considering Filter Component High-frequency Characteristics and Noise Source Impedance. In: Proc. Of IEEE APEC'04, 2004; 669-674.
- [49] Akagi H, Tamura S. A Passive EMI Filter for an Adjustable-speed Motor Drive by a 400-V Three-level Diode-clamped Inverter. In: Proceedings of IEEE PESC, 2004; 86-93.
- [50] Palma L, Enjeti P. An Inverter Output Filter to Mitigate dv/dt Effects in PWM Drive System. In: Proc. Of IEEE APEC'02, 2002; 550-556.
- [51] 姜艳姝, 徐殿国, 刘宇, 等. 一种新颖的逆变器输出无源滤波器的研究. 中国电机工程学报, 2004, 24(11); 134-138.
- [52] Son Y, Sul S. Generalization of Active Filters for EMI Reduction and Harmonics Compensation. In: Proc. Of IEEE IAS'03, 2003.
- [53] Ogasawara S, Ayano H, Akagi H. An Active Circuit for Cancellation of Common-mode Voltage Generated by a PWM Inverter. IEEE Trans. Power Electro. Sep. 1998, 13; 835-841.
- [54] 姜艳姝, 徐殿国, 陈希有, 等. 一种新颖的用于消除 PWM 逆变器输出共模电压的有源滤波器. 中国电机工程学报, 2002, 22(10); 125-129.
- [55] Julian A L, Cuzner R, Oriti G, et al. Active Filtering for Common Mode Conducted EMI Reduction in Voltage Source Inverters. In: Proc. Of IEEE APEC'98, 1998; 934-939.
- [56] Mei C, Balda J C, Waite W P, et al. Minimization and Cancellation of Common-mode Currents, Shaft Voltages and Bearing Currents for Induction Motor Drives. In: Proc. Of IEEE PESC'03, 2003; 1127-1132.
- [57] Zhang H, Jouanne A V. Suppressing Common Mode Conducted EMI Generated by PWM Drive System Using a Dual-bridge Inverter. In: Proc. Of IEEE APEC'98, 1998; 1017-1020.
- [58] Lee H D, Sul S K. A Common Mode Voltage Reduction in Converter-inverter System by Shifting Active Space Vector in a Sampling Period. In: Proc. Of IEEE APEC'99, 1999; 1046-1051.
- [59] Mutoh N, Kanesaki M, and Nakashima J, et al. A New Method to Control Common Mode Currents Focusing on Common Mode Current Paths Produced in Motor Drives Systems. In: Proc. Of IEEE IAS'03, 2003; 459-466.
- [60] Liu D H, Jiang J G. High Frequency Characteristic Analysis of EMI Filter in Switch Mode Power Supply (SMPS). In: Proc. Of IEEE PESC'02, 2002; 2039-2043.
- [61] Liu Dehong, Jiang Jianguo. High Frequency Model of Common Mode Inductor for EMI Analysis Based on Measurements. In: Proc. Of IEEE, International Symposium on EMC, May 2002; 462 - 465.
- [62] Wang S, Lee F C, Chen D Y, et al. Effects of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance. IEEE Trans. On Power Electronics, May 2004, 19(3); 869-877.
- [63] Wang S, Lee F C, Odendaal W G. Characterization and Parasitic Extraction of EMI Filters Using Scattering Parameters. IEEE Trans. on Power Electronics, Mar 2005, 20(2); 502-510.
- [64] Neugebauer T C, Phinney J W, Perreault D J. Filters and Components with Inductance Cancellation. IEEE Transactions on Industry Applications, March-April 2004, 40(2); 483 - 491.
- [65] Wang S, Lee F C, Odendaal W G. Controlling the Parasitic Parameters to Improve EMI Filter Performance. In: Proc. Of IEEE APEC'04, 2004; 503-509.
- [66] Wang Shuo, Lee Fred C, Van Wyk J D. Design of Inductor Winding Capacitance Cancellation for EMI Suppression. In: Proc. Of IEEE, PESC'06, 2006; 2734-2740.

- [67] Wang S, Lee F C, Odendaal W G. Improvement of EMI Filter Performance With Parasitic Coupling Cancellation. *IEEE Trans. On Power Electronics*, Sep. 2005, 20(5): 1221-1228.
- [68] Nagesware Rao K, Ramana P V. EMC Analysis in PCB Designs Using an Expert System. In: *Proc. Of Int. Conf. , Electromagnetic Interference and Compatibility*, 1995: 59-62.
- [69] Wu M W, et al. , Development of an Iterated CAD Tool for Switching Power Supply Design with EMC Performance Evaluation. *IEEE Trans. on Industry Application*, 1998, 34(2): 364-373.
- [70] Wu Xin, Lee C M, Pong M H, et al. A Novel Approach Base on Electric Field Analysis to Reduce Crosstalk Problem on PCB. In: *Proc. Of IEEE PESC' 99*, 1999:845-849.
- [71] Saha P K, et al. Reliable Prediction of EMI Radiation From a PCB at the Design Stage of Electronic Equipment. *IEEE Trans. on EMC*, 1998, 40(2):166-173.
- [72] Amore M D, et al. A Neural Network Approach for Identification of EM Field Sources; Analysis of PCB Configurations. In *Proc. of IEEE Conf. on EMI and EMC*, 1998: 664-668.
- [73] Lin Ang Tek, et al. Application of Fuzzy Logic in EMC Constraint PCB Design. In: *Proc. of IEEE EMC'99*, 1999: 572-575.
- [74] Cshanen J, Jourdan L, Roudet J. Layout Optimization to Reduce EMI of a Switched Mode Power Supply. In: *Proc. Of IEEE PESC'02*, 2002:2021-2026.
- [75] Guena A, Costa F, Labarre C. Hybrid Modeling Techniques for Multilayered Printed Circuit Board in Power Electronics; Association of Electromagnetic Methods. *IEEE Trans. on EMC*, Nov. 2004, 46(4): 559-570.
- [76] Hoene E, Lissner A, Weber S, et al. Simulating Electromagnetic Interactions in High Power Density Converters. In: *Proc. Of IEEE PESC ' 05*, 2005: 1665-1670.
- [77] Jithesh V, Pande D C. A Review on Computational EMI Modeling Techniques. In: *Proc. of Int. Conf. , Electromagnetic Interference and Compatibility*, 2003: 159-166.
- [78] P. Kerry. EMC Standards - Quo Valids?. In: *Proc. Of IEEE International Symposium on EMC*, Istanbul, 2003:971-976.
- [79] Van Doorn M. EMC Technology Roadmapping: A Long-Term Strategy. In: *Proc. Of IEEE International Symposium on EMC'06*, 2006:156-159.

第14篇 电力电子系统集成

主编单位：浙江大学

主 编：吕征宇 钱照明 张军明

编写人员：张军明（浙江大学）

顾亦磊（浙江大学）

姚文熙（浙江大学）

谢小高（浙江大学）

胡海兵（浙江大学）

杭丽君（浙江大学）

钱照明（浙江大学）

吕征宇（浙江大学）

第1章 概述

1 电力电子系统集成的必要性

电力电子和相关的功率处理技术已经成为对工业竞争力有着重要潜在影响的基础技术。尽管各应用领域对其有着巨大需求,但是同许多其他工业领域的自动化程度相比,今天的电力电子设计过程是很初级的,冗长的设计周期增加了成本、延长了周转期,加之,其产品生产缺乏标准化,成为达到其他工业领域标准定制水平的主要障碍。对于一个典型的电力电子系统,单个功率器件都固定在散热片上,驱动、传感器、保护电路都做在印刷电路板上,并安装在功率器件附近。类似这样装置的制造过程是高劳动强度、高成本及低可靠性的,它们限制了功率变换应用的迅速发展。

虽然电力电子模块化方案已经出现在许多电力电子装置/系统中,但是这些模块往往不是标准化的,缺乏普适性。在电动机驱动应用中,拓扑虽然是相对标准化的,然而,在电源应用中,各种各样的电路拓扑不计其数,很多电力电子公司仍然认为应用拥有专利的电路拓扑是其产品的主要附加值。但是随着电力电子系统技术的进步,这种操作模式必然会发生改变。

如果从系统出发进行思考,标准化是对整个系统的性能、成本以及上市时间进行优化的必然需要。事实上,只有能迅速有效地为客户提供高级别定制和灵活的标准组件或模块的公司,才能获得竞争的有利地位并享有规模化经济带来的好处。为此,许多学者预测电力电子系统集成、标准化和模块化是21世纪电力电子技术发展的必由之路,IEEE Transaction on Power Electronics 2005年第三期出版了一期电力电子集成技术的专辑,其中登载了相关文章20篇,集中讨论了无源元件和有源模块的多芯片封装的有关问题。

人们期望电力电子系统集成能与大规模集成电路(VLSI)的进步和发展给电子技术、计算机、信息、工业自动化领域带来一场革命性的变革一样,不但对电力电子技术的进一步的发展,而且对能源、工业生产过程实现全面自动化的进程产生深远、革命性的影响。但是,究竟什么才是完整的电力电子系统集成呢?

2 电力电子系统集成的内涵

众所周知,一个标准的、模块化的、可编程的系统有利于加速系统级水平的设计,可以极大地提高电力电子产品的标准化、模块化、智能化和生产自动化程度,从而有可能使任何现代工业自动化过程中必不可少的、实现高效、优质电能变换和供给的重要环节——电力电子应用系统,真正成为现代工业自动化大系统中的一个名副其实的智能部件。

电力电子系统集成应包含两个层次的集成:一是电力电子子系统的集成;二是系统级的集成,即电力电子实际应用系统的集成。

电力电子子系统级集成的目标是建立系列的电力电子标准芯片/模块——一个集成的、能完成特定功能的、标准的

电能处理单位。要实现上述目标,第一步是确定电力电子子系统——标准模块的电路和结构:即从形形色色的电力电子变流电路中萃取出为数不多但具有典型性的电力电子功率变换拓扑,它们必须具有优良的折衷特性和可集成性。由于电力电子功率变换涉及到从几瓦到兆瓦级极宽的功率范围,所以标准模块的电路拓扑及结构在不同的功率范畴中,必然有其互不相同的特点,比如:在百瓦以下小功率范围,可以采用标准系统芯片的形式,即将系统中的微处理器、控制电路、信号处理和接口电路,小功率的变换电路和保护电路等采用系统芯片集成的方法,集成在同一块硅片上,构成一个独立、完整的小功率、标准化的智能功率系统(又称集成化电力电子系统标准芯片 Power System on Chip, PSOC);在千瓦级中功率范围,可以采用多芯片封装的标准模块形式,即将若干块功率器件裸芯片、控制裸芯片(包括 μ P、CPU、DSP芯片等)、接口、保护电路裸芯片及表面贴装元器件等,用厚膜技术(或三维互联技术)集成在同一块导热、绝缘良好的基板上,然后封装在一个模块内,从而构成一个独立、完整的中功率、标准化的智能功率系统(又称集成化电力电子系统标准模块 Power System in Package, PSIP);而在几十千瓦到兆瓦级大功率范围,则必须采用分立元件的标准模块形式,即用分立的大功率器件、元件、专用控制集成电路和标准通信接口构成一个独立、完整的中大功率、标准化的分立的智能功率模块。尽管它们的电路拓扑和模块结构不同,但是它们所遵循的系统集成理论和方法应当是相同的。第二步是对萃取出为数不多的电力电子功率变换拓扑根据其折衷特性和可集成性进行优化,最终确定电力电子标准芯片/模块系列和设计规范。

所谓电力电子实际应用系统的集成,即人们可以根据电力电子系统集成理论和设计规则,利用上述这些子系统方便地集成和扩展为最终用户所需要的(定义的)智能化的电力电子应用系统。为了实现这一目标,首先必须在分析形形色色的电力电子变流电路控制电路与策略的基础上,建立标准的数字控制开发平台;其次,通过对现有各种电力电子应用系统的分析和归纳,对标准芯片/模块本身以及它们与应用系统控制器之间建立一套适合的通信总线和能量传输母线结构,建立标准的通信协议;最终建立一套完整的电力电子应用系统集成理论和设计规则,从而实现能将各类标准模块自由、灵活及可靠地集成为一个实际的电力电子应用系统的目标。DPS在计算机和通信应用迅速发展,提供了发展功率处理模块化方案的机会。这些都极大地提升了设计和制造工艺,也提高了电气性能。

3 电力电子系统集成的研究现状

3.1 标准模块电路的筛选和优化

电力电子子系统集成的目标是建立电力电子标准模块。电力电子标准模块与常规的智能功率模块相比,其主要特点是标准化、通用性和可扩充性。它应包含两种类型的标准接口:功率传输标准接口和数据通信标准接口。通过这些标准

接口,几个不同类型的标准模块可以通过编程,组成一个新的电力电子系统。智能标准模块的数目与类型可以依据应用系统的需要选定,多个智能标准模块协同工作可以提供大的应用系统的功能。

电力电子标准模块的通用性,是指电力电子标准模块可以适应广泛的应用场合,为数不多的电力电子标准模块通过软件设置可以适应大部分的应用场合。电力电子标准模块的可扩充性则是标准模块的系统功能可以扩充,也就是说,标准模块可以通过附加的标准的其他功能部件,实现拓扑变结构,以便更好地适应特定的应用需要。

为了实现上述目标,首先要确定标准模块的电路结构。众多的电力电子变流电路中的大部分拓扑都具有特异性,即它们仅仅在某些特殊的应用场合具有优势,或是仅仅为了绕开某些专利的保护。因此,通过系统化的比较研究,将能剔除绝大部分拓扑,而留下少数的优选拓扑作为电力电子标准模块的候选电路。

进行电力电子拓扑的比较和优选,必须在一定的条件下进行,否则就毫无意义。为此,首先必须对现有的各种应用系统进行调查、划分和归类,确定其基本的电气指标,如输入电压范围、输出电压范围、输出功率等级等,然后,对各种拓扑在一定的应用条件下,定义一整套用来衡量拓扑性能的指标,根据一定的权数来综合评定各种拓扑的优劣。这些指标应包括:损耗、效率、谐波污染;网侧输入特性与输入电压的适应性;负载特性与负载适应性;开关频率适应性;运行可靠性;串、并联,级联拓展潜力;功率适应范围(涉及电力电子器件的类型);开关器件电应力;有源和无源器件的可集成性;主电路及控制电路的复杂程度及成本。

指望找到适合于所有应用场合的拓扑是不可能的,但对某一种应用场合总会有一个或几个优选的典型拓扑。通过分析这些典型拓扑的相互关联程度,可以大幅度地降低典型拓扑的种类,允许模块通过软件定义、硬件连接模式的选择,扩大标准模块的普适性,便于实现模块的标准化和系列化,同时又能更好地适应各种特定的应用场合。

针对目前市场上最接近系统集成要求的电源模块进行了研究和分析,提出了拓扑初步筛选的四个依据:输入电压高低;输出电压高低;输入、输出电压范围宽窄;功率大小等级。基于DC/DC变流器拓扑尤其繁多的特点,重点对小、中功率DC/DC变流器拓扑的进行筛选和优化,研究比较了六种改善VRM瞬态响应的原边拓扑结构,提出了两种适用的标准模块候选拓扑和六种理想的同步整流驱动方案;对中功率DC/DC变流器拓扑进行了筛选和优化,提出了11种适用的标准DC/DC模块候选拓扑。

3.2 变流器的稳定性及阻抗特性研究

利用电力电子标准模块集成为用户所需要的实际应用系统,必然会涉及到标准模块的级联、串联和并联问题。特别是为了抑制EMI,一般在标准模块之间或在其网侧需要加接EMI滤波器,上述这些因素均可能导致系统不稳定。

一个典型的基于电力电子标准模块集成的分布式电源系统如图14.1-1所示。在这个应用系统中,在A、B、C、D处均有可能发生相互作用,引起系统振荡。这几个界面分别代表几个典型情况,即输入滤波器和AC/DC变流器、AC/

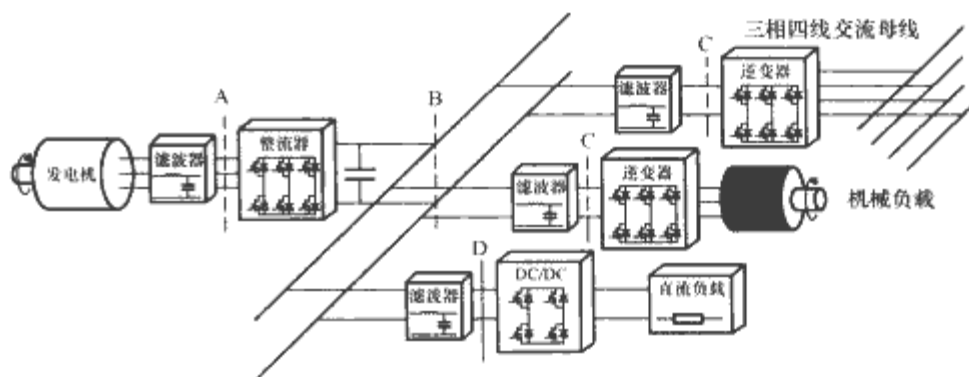


图 14.1-1 典型的基于系统集成的电力电子应用系统示意图

DC变流器与DC/DC变流器(中间存在EMI滤波器)、输入滤波器与DC/AC变流器、输入滤波器与DC/DC变流器之间的相互作用。

目前对级联系统小信号稳定性研究中,阻抗分析法被广泛采用,即级联系统的稳定性可以通过判断系统等效环路增益 $T_m = Z_o/Z_{in}$ 是否满足奈奎斯特标准来判断。然后分别对源系统的输出阻抗和输入阻抗提出各自的要求。根据阻抗分析法,为避免系统不稳定情况的产生,在极坐标图中规定一个区域禁止等效环路增益 T_m 曲线进入该区域,以保证系统的稳定性。这种禁止区的方法目前已经有一些研究工作展开,由于阻抗分析法最后必须通过实验来进行测试,因此测试的简单性和禁止区的保守性存在一定的折衷关系。为此,提出了一种新的阻抗标准,该方法具有很简单的测试方法,相对其他测试简单的禁止区方法而言,其保守性又有了一定的改进。

3.3 电源系统芯片的研究

结合SOC和智能功率集成电路的发展,近年来提出了电源系统芯片(Power System On Chip, PSOC)的概念,即将电源、传感器、控制电路、驱动电路和功率电路集成于同一芯片上,形成具有部分或完整功能的单片功率系统。作为一个完整的电力电子系统,PSOC希望将功率主电路、附属供电电源电路、电源检测和保护电路等都集成在芯片上,其输出不单是信号,而包括能量。因此,和目前的SOC技术相比,其难度更大,也更具有其特殊性。

现代SOC技术由于在芯片级引入了可复用IP核的概念,使得传统的IC设计流程得以大大加快,从而可在很短的周期里开发出具有各种不同性能指标要求和复杂结构的芯片。因此在某种意义上,SOC可定义为在一个芯片上由于广泛使用预定制IP模块得以快速开发的微型电子系统。可复用的IP核是设计复用的关键部分以及结束“设计与制造间距”唯一有效的方法。

所谓设计复用,实际上包含两个方面的内容,涉及设计资料复用技术和如何生成可被他人复用的设计资料。首先是IP核的使用,IP核的使用绝不等同于集成电路设计中的单元库的使用,它所涉及的内容几乎覆盖了集成电路设计中的所有经典课题,包括测试、验证、模拟及功耗的考虑等。其次是IP核的生成,IP核的生成也绝非是简单的设计抽取和整理,它所涉及的设计思路、时序要求、性能要求等均需要人们重新审视已经熟知的设计方法。值得注意的是,模拟电路IP核的开发与复用远滞后于数字电路IP核,这是由模拟电路注重信号的细节性所决定的。模拟电路IP核的性能紧密依赖于制作工艺条件、器件结构、设计布局等因素,系统中的电源电压质量亦是SOC中模拟电路IP核获得预期性能的重要因素。

模拟电路 IP 核可分为用于混合仿真的行为模型 IP 核、模拟合成/最佳化的网表的 IP 核和完成版图设计的硬 IP 核三种形式。结合典型的数模混合设计流程和电力电子专用芯片的特点,其设计流程如图 14.1-2 所示。

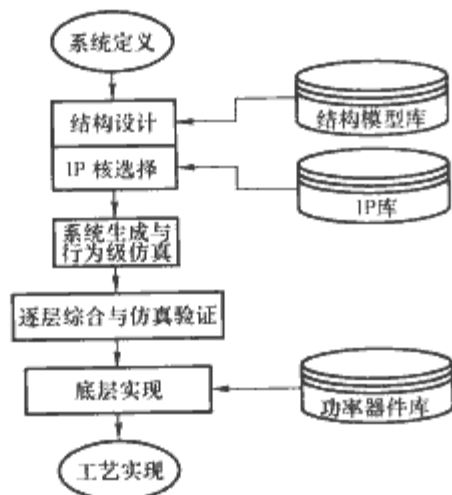


图 14.1-2 PSOC 设计流程示意图

依照图 14.1-2 所示流程图,可建立合适的仿真环境。基于这类芯片的特殊性,应着重考虑结构模型库、IP 库和功率器件模型库的建立。结构模型库:通过前述小功率模块标准化的研究,建立结构模型库,这将有助于系统结构的规划和设计。IP 库:抽象出智能功率集成电路芯片的主要模块,构造其行为级模型,使之可以支持多种芯片的设计;针对某类模块,利用具体的工艺,完成固芯核的设计,并流片验证。在此,将目标首先对准了保护和传感模块的设计和验证。功率器件模型库:功率器件模型库是专门针对电力电子专用芯片而建立的,包括高压、大电流及大功率器件。此外还有典型的功率 MOSFET 结构,如 VDMOS、LDMOS,如 Motorola 公司生产的 T MOS、Infineon 公司生产的 CoolSET™ 等。

3.4 电力电子系统集成理论和方法的研究

3.4.1 标准的数字控制开发平台

电力电子系统集成化数控平台的核心部分是数控核心模块。中间部分是界面层,包括:①隔离驱动端口;②开关量与模拟量控制与反馈通道;③数据通信接口(包括高速实时和人机等中低速通信)。外围有:①标准化分布式辅助供电系统;②标准化数字化传感器和数据采集系统;③标准化功率开关驱动模块;④标准化仪表面板;⑤网络通信模块。

图 14.1-3 是电力电子系统集成化数控平台的概念性结构,图 14.1-4 是其中一种基本结构的表达。鉴于目前开发应用现状,图 14.1-4 还保留了部分模拟量传输的通道。

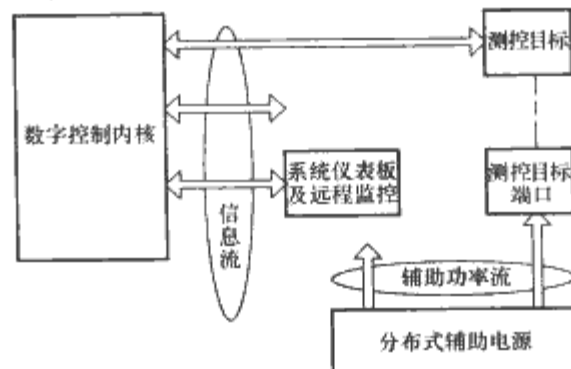


图 14.1-3 电力电子系统集成化数控平台的概念性结构

标准的数字控制开发平台目前以数控核心模块、标准化分布式辅助供电系统等作为优先研究目标,日后再逐步扩大到上述完整的控制平台。它应能适应大部分电力电子装置的数字控制功能,包括功率开关管理、电动机矢量控制、谐波提取、PID 算法、人工智能处理、串并联管理等系统的绝大部分控制功能。该平台将具有硬件的互换性和软件的可重置,使得电力电子装置的设计、制造、安装、调试和维护均得到简化,性能得以提高。

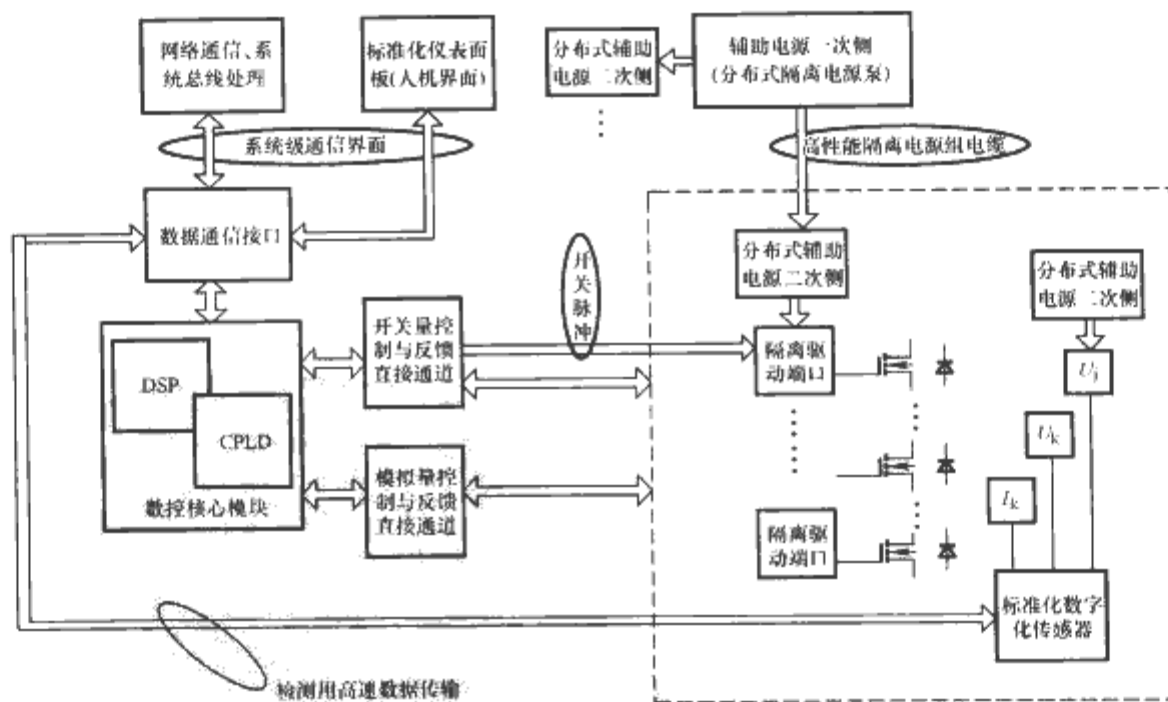


图 14.1-4 电力电子系统集成化数控平台的一种基本结构

3.4.2 电力电子系统的标准控制和通信结构

从电力电子标准模块电力电子集成系统的概念出发,提出了在电力电子控制系统实现开放分布式控制体系——硬件管理器 HM、应用管理器 AM、系统管理器 SM 结构。对应这个控制体系,参照 OSI 开放系统互联参考模型提出了电

力电子通信的三层模型。这里以三相 VSI 逆变器为例分析了电力电子系统的控制体系,从实现分布式电力电子控制系统的角度出发,分析了不同接口所需的通信带宽,在此基础上划分了电力电子控制系统的控制权限。

三相电压源型逆变器是非常通用的电动机控制拓扑,广

泛应用在高性能电动机驱动、水泵、风机、空调、UPS 和许多其他的应用场合。

如图 14.1-5 所示, 三相 VSI 逆变器包括六个功率开关(接有续流二极管)、电感、直流滤波电容、电流传感器和一个数字控制器。控制体系主要包括脉冲产生器、SVM 调制器、电流调节器、负载调节器、坐标变换器和 A/D 变换电路(对变流器的电流和电动机的旋转角进行采样, 图中未画出)。

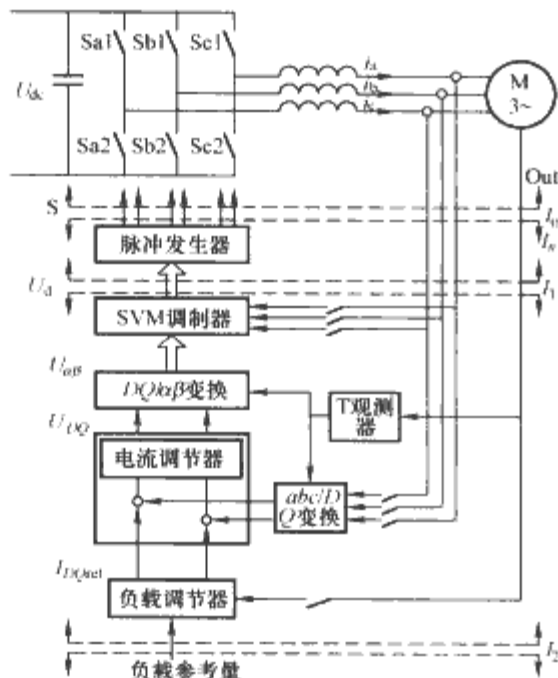


图 14.1-5 三相 VSI 的控制结构

电流调节器在 DQ 旋转坐标系中执行运算。先将采样电流 i_a 、 i_b 和 i_c 从 abc 坐标系转换到 DQ 坐标系。由负载调节器得到参考电流值 i_{Dref} 和 i_{Qref} ， i_D 和 i_Q 与参考值比较后的差值作为电流调节器的输入。绝大部分电流调节器都是 PI 调节器。SVM 调制器会在开关周期内用可得到的开关状态矢量的适当组合来估算这些矢量，其输出是相应的开关状态矢量，确定矢量的占空比。

为了系统地论述，提出了 3 种可能的接口，这 3 种接口如图 14.1-5 所示，分别命名为 I_0 、 I_1 、 I_2 。每个接口的信号传输方向都可以是双向的。

三相升压整流器和三相 VSI 逆变器的功能显著不同，但接口 (I_0 、 I_1 、 I_2) 处理的数据类型只有细微的差别。从这个角度说，有可能标准化数据类型和用一种面向对象的方式模块化控制结构。

三相 VSI 逆变器和三相升压整流器的组合应用就能实现一台电动机的控制，具有很大程度的普遍性。三相 VSI 逆变器和三相升压整流器的控制结构之间相似的结构、大量共同的控制对象和相似的数据接口，说明可以找到统一的接口。这样分析的目标是，在不考虑具体拓扑和应用的前提下“优化”接口以划分控制算法。

图 14.1-5 中接口 I_0 传送的数据包括每个开关的门极驱动信号(从控制器到主回路)、每个开关的故障信号(从主回路到控制器)、电流采样和电压采样(从主回路到控制器)。

接口 I_1 与 I_2 为纯离散数字接口，数字形式的变量传送都是双向的。每个数据接口的信道带宽可表示成

$$CB = NK_d f_{sw} n_x$$

式中： N 为接口传送的变量总个数。

研究表明：三相 VSI 逆变器和三相整流器每个接口所需的最小信道传输能力取如下的参数： $f_{sw} = 20\text{kHz}$ ， $n_v =$

$n_1 = n_w = 12$ ， $n_d = 10$ ， $K = 2$ 。不同变流器对接口通信的要求如表 14.1-1 所示。

表 14.1-1 不同变流器的接口通信要求

类 型	I_0	I_1	I_2
三相 VSI 逆变器 (Mbit/s)	80.1478	3.4800	0.0480
三相整流器 (Mbit/s)	81.5878	4.9200	0.0480

图 14.1-6 更直观地显示了每个接口所需的最小信道传输能力，横坐标表示的是各类接口，纵坐标是不同变流器不同接口的通信能力。比较轨迹 2 和轨迹 3，可以看出接口带宽与开关频率成正比。

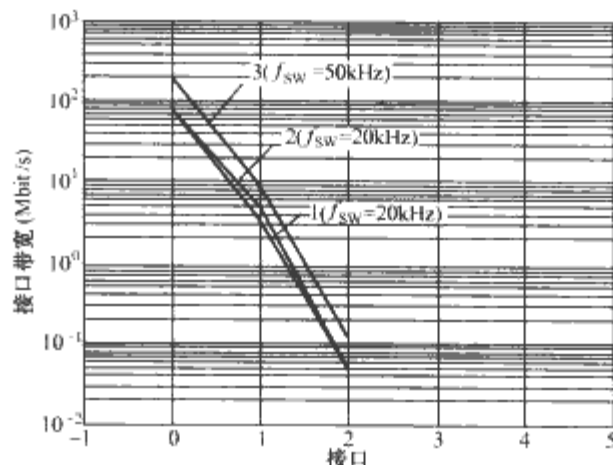


图 14.1-6 不同变流器的接口通信要求

- 1—三相 VSI 逆变器， $f_{sw} = 20\text{kHz}$ ；
- 2—三相升压整流器， $f_{sw} = 20\text{kHz}$ ；
- 3—三相 VSI 逆变器， $f_{sw} = 50\text{kHz}$

图 14.1-6 揭示了设计分布式控制器的一些要求。当开关频率是 50kHz 的时候，如果沿着接口 I_0 划分控制器，那么接口的通信带宽将会超过 100Mbit/s 。如果沿着这个接口划分控制权限，这样得到的控制器将和集中控制器一样，需要大的通信要求，这种方案不会增加系统灵活性，更不会简化系统集成的任务。

由于离主回路越远的接口，所需的带宽越窄。基于这点，可以考虑将更多的控制环节设计在 HM 以内，这就会减少其他接口通信的数据量。从表 14.1-1 和图 14.1-6 可以看出，接口 I_1 所需的带宽在 10Mbit/s 以下。即使在通信的时候再加上起始位、地址位、校验位等格式位， I_1 所需的带宽也不会很宽，所以这个接口可以作为 HM 和 AM 之间备选的物理接口。这样接口 I_2 的数据通信量显著减少，一般只包括配置信息和监控信息，可以作为系统级通信的接口，也即 AM 和 SM 之间备选的物理接口。

图 14.1-7 为阐明划分控制权限的三相逆变器的控制体系的示意图，其中的 PB 是功率模块 (Power Block)，由三个开关桥臂构成。HM 主要包括脉冲发生器、AD 转换电路和保护电路(环境监控、故障检测)，另外还有通信接口及电平转换电路。PB 和 HM 集成在一起构成一个电力电子集成标准模块。

AM 是整个系统的控制核心，必须能够实现完整的控制功能。作为一个例子，图 14.1-7 中的 AM 的控制功能包括：角度观测、 DQ 变换、电流调节、转速调节、 DQ 反变换和 SVM 调制，整个控制算法是一个双闭环结构，转速调节为外环，电流调节为内环。同时，AM 提供与 HM、AM 和其他 AM 之间的通信机制。

SM 可以采用工业计算机，也可以采用专门设计的“微

处理器+输入(键盘)+输出(液晶屏)”系统。

在划分控制算法的时候,如果标准功率模块是分布式的,那么和主回路集成在一起的控制部分也是分布式的,也即HM是分布式的。如果主回路由多个标准功率模块构成,因为HM和主回路是集成在一起的,所以就可能有多个HM模块。

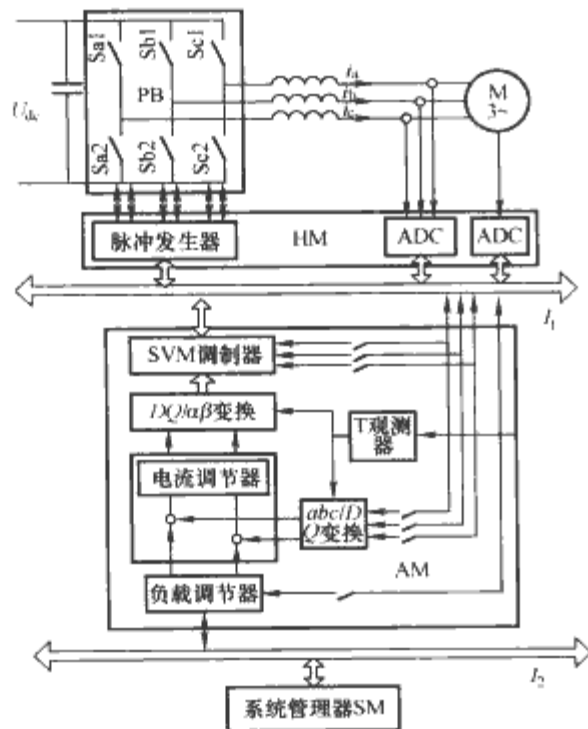


图 14.1-7 划分控制权限的三相逆变器的控制体系

根据中大功率电力电子装置的实际需求和前述系统分层控制及软件分层的概念,图 14.1-8 从通信速率角度出发,给出了电力电子系统集成数字式控制通信的一般模式示意图。

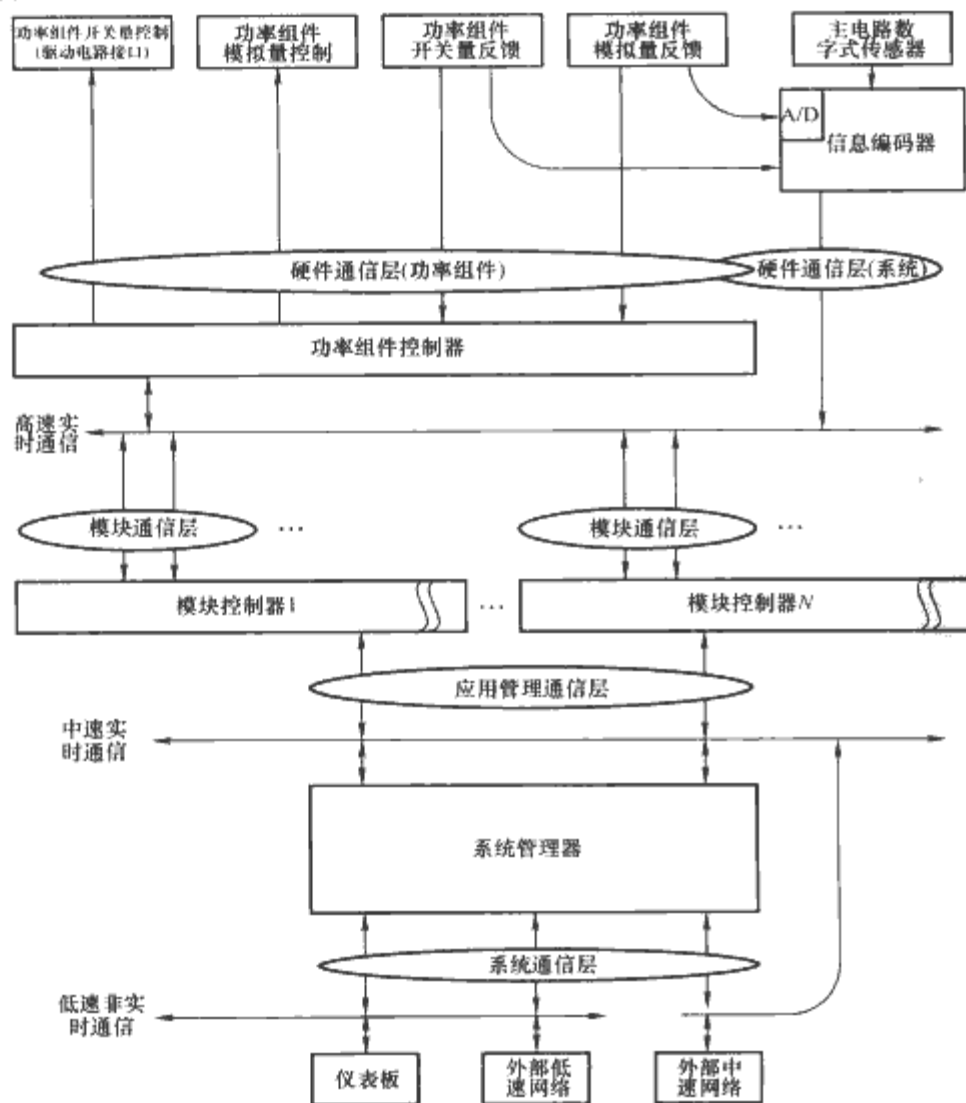


图 14.1-8 电力电子系统集成数字式控制通信的一般模式示意图

虽然图 14.1-8 包含了四个通信层面,但其中的硬件通信层采用了直接信息控制与反馈,没有采取一般的总线模式。所以,从通信总线结构看,系统还是可以看作是三层结构的。

标准功率模块控制器 HM 执行 PWM、空间矢量控制驱动信号生成、过电流保护等功能。硬件通信对实时要求特别高(数十纳秒级)。对于这一部分的通信要求,基本限于功率组件与控制器之间的信息交流,一般与其他标准功率组件没有直接的通信往来。因此,为简化通信结构,硬件通信层 HM 采用直接信息控制与反馈是比较合适的。

对于应用控制器 AM 而言,它需要完成各标准功率模块的信号同步、输入/输出电流、电压等控制,需要即时协调多个标准功率模块的工作,这中间既要受到系统管理器 SM 的控制,又要与其他标准功率模块进行快速信息交流。因此,高速的实时通信总线是需要的,它们需要传递微秒级的同步控制信号,总线的速率期望能达到 10~100M 级的比特率。由于整个系统的一些重要的整体信息也需要通过高速总线向标准功率模块控制器及系统传递,因此,数字式的传感器信息也应当挂在这一层面上。

系统管理器 SM 管理整个系统的运行,需要协调多个标准功率模块的运行,例如滤波器算法、坐标旋转、FFT 算法等均可由这里完成。系统管理器 SM 与标准功率模块控制器 HM 之间的信息传递速率可以是中速的,速率要求能达到 1~10M bit/s 水平即可。

系统管理器 SM 还负担着与仪表板及外界的联系,外部设备可能是上一级系统的控制,也可能是因特网,这部分通信的实时性要求不高,速率一般在 100k bit/s~1M bit/s 水平即可。然而,系统还可能与同一级别的另外系统发生联动,这时就可能需要比较高的通信速率,因此这部分通信还是应当挂在中速实时通信总线上。

4 电力电子系统集成的发展趋势

电力电子系统集成的最终目标是改变目前电力电子产业的现状,使它更加适合现代技术发展的需要。

通过系统集成,人们可以利用系列标准智能功率模块,方便地集成所需要的复杂的电力电子实际应用系统,从而使一个复杂的电力电子应用系统的研制、设计成本和设计时间可以大大减少。通过电力电子系统集成与标准智能功率模块的研究,可以指望像装配一台个人计算机一样,人们可以灵活地扩展、配置、升级、布置(部件到部件,拔出、插入)一个符合现场需要的智能化的电力电子应用系统,甚至于一个非专业人员也能用基本模块组装他所希望的智能化的电力电子应用系统。通过系统集成,甚至电力电子标准模块的生产也可以通过有源集成模块、无源集成模块以及其他标准集成模块的组合来完成。这样,一个电力电子应用系统就像一个计算机,标准模块类似于标准插件,如显卡等;而标准模块内部的集成模块,如有源集成模块等,就相当于一个标准的 IC。由此可以将电力电子工业革命性地转变成一种类似于个人计算机工业一样的工业部门,从而有力地促进电力、能源、工业生产过程自动化产生革命性的变革,彻底改变目前劳动密集和技术

密集的现状。

尽管明确了可以用系统集成的方案来开发标准智能功率模块和解决功率处理过程，但是开发适用于组装电力电子应用装置的标准化智能功率模块的元件和工艺还是很困难的，远比低功率的 VLSI 电路复杂。因为电力电子具有其特有的问题：大电流注入器件、单片高压功率器件集成芯片、用于控制和检测的低压器件的使用、高功率器件和控制设备在同一基片上的交互作用、热管理、三维（立体）封装中结构电感和电容的最小化以及高功率无源元件的集成等。成功地解决这些宽领域多学科交叉问题是真正实现电力电子系统集成的关键，是发挥电力电子技术潜力的先决条件。

关于实现大功率系统的系统集成，还必须研究分布式电源结构和集成化设计方法，尽可能发挥模块化、可维护性、冗余性和容错性等一系列特点。为此，需要研究子系统级接口的要求，避免不期望的干扰并保证系统稳定，必须建立系统级别的测量、命令、控制和通信结构。

无论是当前发展的两维集成还是正在研究的三维集成，都需要发展功率无源器件（电感、电容、变压器、滤波器和谐振电路）集成技术，这些技术不光是结构集成，也包含一些功能集成。

实现一个集成系统，需要对许多学科交叉研究，这些学科包括电路设计、材料优化、电气封装技术、热管理等。因此，用 CAD 工具进行集成的分析和设计变得更为重要，尤其是需要用到多学科的研究成果来完善功率密度、热管理和系统级特性（如稳定性和 EMI 性能）。

标准智能功率模块的整个设计过程，包括布局、制造和系统应用，都需要集成的 CAD 工具。图 14.1-9 是一个采用热和电气集成化分析软件，优化有源标准智能功率模块设计的例子。这里 iSIGHT 软件工具用来集成和管理其他所有软

件工具间交互的数据。用户将描述标准智能功率模块布局的固件几何尺寸和材料数据输入力学 CAD 软件，如 I-DEAS，它能用许多格式化文件输出几何型号，并选择打开便于软件集成的结构库。这些几何尺寸和材料数据可被电磁场和热分析软件包共享。

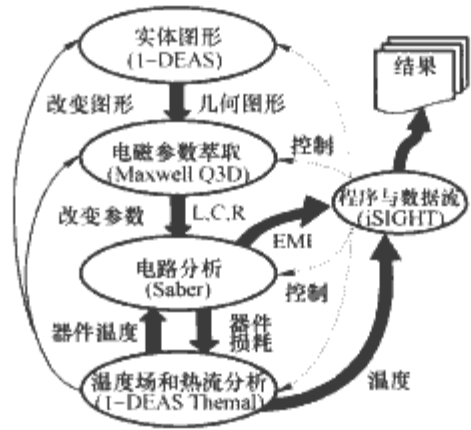


图 14.1-9 热和电气的集成化软件分析示意图

图 14.1-9 中，Maxwell Q3D 用来提取电磁集中参数，比如有源智能功率模块布局中的自身的和互耦的电感、电容，以及交流和直流电阻。这些集中参数以等效电路的形式传递到像 Saber 这类电路仿真软件，进行暂态或 EMI 以及损耗分析。I-DEAS 热软件包则实现热分析，通过共享的几何和材料数据，以及由电路分析得来的器件损耗信息，产生智能功率模块内的温度图谱。由 iSIGHT 管理 Saber 和 I-DEAS 的数据交换，直至温升和器件损耗达到平衡。这种分析方法能使设计者在子系统级别在电气性能和热性能上综合考虑，最后作出折衷。用户可以改变相关的布局、大小、结构部分的材料，甚至选择不同的散热片大小和热流向，来实现满意的结果。

第2章 电力电子变流电路拓扑的标准化

1 DC/DC 变流器拓扑优选法则

在电源产品中,DC/DC 变流器部分目前已经成为最主要、最核心的部分。通信设备、电脑设备的供电大多数是用直流电源供电的。照明目前还是以交流供电为主,但高强度气体放电灯的驱动器中通常也有 DC/DC 环节,随着 LED 技术(主要是白光合成技术)的发展以及应用领域的扩展,直流电压供电的产品份额也将会逐渐扩大。

为便于电力电子产品设计者参考,下面根据现有市场上主流通信、电脑用电源中 DC/DC 变流器的应用特点,介绍从电气规格出发提出的电力电子产品设计中初步选择 DC/DC 变流器电路拓扑的四大标准,并针对一些经典的 DC/DC 拓扑和最新的 DC/DC 变流器拓扑与这四大标准的关系进行评价,给出电气规格和拓扑之间的直接对应关系的表格。

所提出的初步筛选四大标准如下:

1.1 输入电压高低

输入电压的高低决定了是不是要采用零电压开关 (Zero Voltage Switching, ZVS) 技术。因为,若是硬开关,开关损耗可近似表示为

$$P_{\text{loss}} = \frac{f}{4} U_{\text{ds}} I_{\text{ds}} (t_r + t_f) + \frac{f}{4} C_{\text{oss}} U_{\text{ds}}^2$$

式中: U_{ds} 为开关开通前漏源间电压,通常就是输入电压或和输入电压成正比; I_{ds} 为开关导通后的电流; C_{oss} 为开关的等效输出电容; f 为开关频率; t_r 和 t_f 分别为开关的开通和关断时间。

可以看出第二项开关损耗和输入电压的平方成正比,因此,输入电压越高越有必要采用 ZVS 技术。对于高功率密度要求的电源,通常输入电压高于 200V 就有必要采用 ZVS (主开关为 MOSFET)。因此,200V 可以作为 DC/DC 变流器输入电压高低的分界。

1.2 输出电压高低

输出电压的高低决定了要不要使用同步整流技术 (Synchronous Rectifier, S.R.)。目前市场上最低耐压的肖特基二极管的导通压降都在 0.5V 以上。通常二次侧二极管整流的损耗占输出功率的比例,即损耗比,可近似表示为

$$\frac{P_{\text{loss}}}{P_o} = \frac{U_T}{U_o}$$

式中: U_T 为二极管的导通压降; U_o 为输出电压。

考虑 $U_T = 0.5\text{V}$, 当 $U_o = 20\text{V}$ 时损耗比为 2.5%; 当 $U_o = 12\text{V}$ 时损耗比则升为 4.2%。输出电压越低,这部分比例就越高,且直接和输出电压成反比。若采用同步整流,可以用多个 MOSFET 并联使得导通损耗降至可以承受的范围。目前追求高效率的电源产品通常在输出电压 12V 以下会采用同步整流。输出电压 12~20V 时,效率要求较高场合才采用同步整流。输出电压高于 20V 基本不会采用同步整流技术。因此,20V 可以作为 DC/DC 变流器输出电压高低的分界。

1.3 输入输出范围宽窄

通常电源的输入电压和输出电压都有一个变化范围。为方便起见,先定义一个指标——变化范围 $Range$

$$Range = \frac{U_{\text{imax}} U_{\text{omax}}}{U_{\text{imin}} U_{\text{omin}}}$$

式中: U_{imax} 为输入电压最大值; U_{imin} 为输入电压最小值; U_{omax} 为输出电压最大值; U_{omin} 为输出电压最小值。

$Range$ 与电路拓扑的两个特性密切相关:第一,可工作区占空比 D 的范围;第二,输入输出电压和占空比 D 的关系。通常多数 DC/DC 拓扑的占空比 D 范围落在两个区间,即 0~50% 或 0~100%。相对而言,占空比可运行在 0~100% 的更适合 $Range$ 大的场合。

输入输出电压和占空比的关系通常有四种情况: D 、 $1/(1-D)$ 、 $D/(1-D)$ 、 $D(1-D)$ 。这四种关系对于 $Range$ 大的场合下的适用性的排序为 $D/(1-D) > 1/(1-D) > D > D(1-D)$ 。上面是针对 PWM 型的 DC/DC 而言的,对于谐振型的 DC/DC,就是输入输出电压和频率 f 的关系。通常 $Range > 1.5$, 就可以认为有宽范围要求,在选用拓扑时就要考虑拓扑的宽范围适用性。因此,DC/DC 变流器的输入输出变化范围分界可以定在 1.5 倍。

1.4 功率大小等级

功率大小决定了候选拓扑的开关数量的多少。一般 DC/DC 变流器的主开关有 1、2、4 个和 4 个以上。通常主开关的数量越少越适合于小功率变换;主开关数量越多越适合大功率变换。1kW 以上可以考虑 4 或 4 个以上开关的 DC/DC 拓扑。1kW 以下则考虑 1 或 2 个开关的 DC/DC 拓扑。因此,DC/DC 变流器的功率大小分界可以定在 1kW。

下面针对一些经典的和最新的拓扑与四大标准的关系进行评判,然后得出电源规格和拓扑结构的直接对应关系,见表 14.2-1 和表 14.2-2,可以方便电力电子产品设计者参考。

表 14.2-1 DC/DC 拓扑与四大选择标准的关系

拓 扑	ZVS 实现的 难易程度	开关 数量	宽范围 特性	同步整流控制 难易程度
反 激	难	1	极佳	易
有源钳位型正激	难	1 或 2	极佳	极易
谐振复位型正激	难	1 或 2	极佳	易
不对称半桥	易	2	差	极易
对称半桥	难	2	佳	易
移相全桥	易	4	佳	易
Young Taek 全桥	极易	4	佳	易
双管正激	难	2	佳	易
推 挽	难	2	佳	易
LLC 串联谐振	极易	2 或 4	佳	难
Boost-H/B	难	1	极佳	极易

表 14.2-2 DC/DC 拓扑和电源产品
电气规格的直接对应关系

拓 扑	高电压 输入	低电压 输出	宽范围	大功率	低功率
反 激	—	适合	适合	—	适合
有源钳位型正激	—	适合	适合	—	适合
谐振复位型正激	—	适合	适合	—	适合
不对称半桥	适合	适合	—	—	适合
对称半桥	—	适合	适合	—	适合
移相全桥	适合	适合	适合	适合	—
Young Taek 全桥	适合	适合	适合	适合	—
双管正激	—	适合	适合	—	适合
推 挽	—	适合	适合	—	适合
LLC 串联谐振	适合	—	适合	适合	适合
Boost-H/B	—	适合	适合	—	适合

上面提出的是 DC/DC 拓扑四个初步筛选标准，实际上在选择拓扑时还应考虑很多其他的因素，包括：

- (1) 输入特性，包括输入电压高低和输入电压适应范围。
- (2) 输出特性，包括输出电压高低和输出电压适应范围，负载特性。
- (3) 拓扑适应的功率等级（与器件有关）。
- (4) 拓扑的频率适应特性。
- (5) 变换效率、拓扑损耗、器件应力、谐波污染方面的比较。
- (6) 拓扑及控制的复杂性、成本。
- (7) 拓扑的可集成性，包括有源和无源元件。
- (8) 拓扑的可靠性，包括短路、限流、恒功率等运行状态下拓扑的可靠性。
- (9) 拓扑的串、并联，级联拓展潜力；标准选件的扩充性。
- (10) 通过软件定义、硬件连接模式的选择扩大标准模块的普适性和可能性。

2 DC/DC 变流器软开关理论和应用

20 世纪 60 年代开始得到发展和应用的 DC/DC 变流器是一种硬开关技术。所谓硬开关技术就是指在开关的开通和关断的过程中，较大的开关电流和加在开关上的电压同时出现，其电流电压乘积在一次开关过程中的时间积分就是单次开关的损耗能量。开关损耗（功率）与开关频率成正比，所以硬开关技术限制了开关频率的提高。提高开关频率是开关变换技术的重要发展方向之一，其原因是高频化可以使开关变流器（特别是变压器、电感等磁性元件及电容）的体积、质量大为减小，从而提高了开关变流器的功率密度。由于微处理芯片已经超大规模集成化，为微处理器芯片供电的开关电源的体积、质量当然也理应缩小；大功率通信电源系统也要求尽量减小变流器的体积或质量。此外，提高开关频率对于降低开关电源的音频噪声和改善动态响应也大有好处。为了使开关电源能够在高频下高效率地运行，国内外电力电子界和电源技术界自 20 世纪 70 年代以来不断研究开发高频软开关技术，其本质就是让开关过程中承受的电流与电压较大值错开，例如关断过程中让电流先降落再升高电压。软开关技术种类也非常多，每年也有大量的软开关电路发表在各类学术期刊上，有的非常实用，有的非常复杂。

系统集成所需要的软开关技术是现有软开关技术的提炼，挑选出最实用、最经济的软开关技术。其中，第 6 篇第 4 章给出了控制型软开关的技术就是一种能满足系统集成要求的软开关技术。控制型软开关由于基本不增加主电路的元器件（有时可以适当增加电感电容量来增强软开关的条件，但是不会为了实现软开关而增加半导体器件），通过合理安排控制信号来实现软开关，这样的软开关技术成本低，可靠性好，比较容易让工业界采用。

控制型软开关拓扑中比较实用的有：不对称半桥变流器、移相全桥变流器、LLC 谐振变流器。LLC 谐振变流器从一次侧开关组的结构来看又可以分为半桥 LLC 谐振变流器和全桥 LLC 谐振变流器。目前 LLC 谐振变流器的专用控制芯片有 ST 的 L6599、Philips 的 TEA1610 等。

对于大功率和中功率系统集成，可以采用移相全桥变流器和全桥 LLC 谐振变流器。对于中小功率系统集成，可以采用不对称半桥变流器和半桥 LLC 谐振变流器。

不对称半桥变流器控制简单，但是缺点是不适合宽范围场合的应用。半桥 LLC 谐振变流器对输入电压宽范围的适应性要好得多。

而对于移相全桥变流器和全桥 LLC 谐振变流器的比较的结论是：LLC 谐振变流器更适合高频的应用；LLC 谐振变流器更适合前级有 PFC 且有保持时间要求的场合。但是 LLC 谐振变流器不适合用于具有 2 倍以上的电压变化范围的场合，特别对于输出电压要求可以连续调节到零的这种应用，LLC 谐振变流器是无法实现的。

由于这些拓扑属于控制型软开关拓扑，在第四章有详细描述，在此不再重复。

对于小功率电源（100W 以下）产品中用得最多的拓扑是反激变流器。由于它具有成本低、结构简单、容易调试的优点，几乎涵盖了所有的小功率产品。在小功率电源中也很难以别的拓扑可以与之媲美。因此小功率电源的基本拓扑还是离不开反激。但是普通的反激变流器只有一个开关（双管反激虽然有两个开关，但是驱动信号是同一个），所以无法构成控制性软开关。通过增加辅助网络甚至辅助开关的软开关反激变流器也非常多，但是增加了这些辅助元件使得反激变流器原本的优势丧失，也不适合用于小功率电源中。准谐振反激变流器是目前小功率电源最适合的软开关技术，该技术虽然不是控制性软开关技术，但也没有增加辅助元件就能实现软开关。不少芯片公司推出了专用芯片，例如 ON-Semi 的 NCP1207、NCP1337、Fairchild 的 FSQ 系列、Philips 的 TEA162X 系列、IR 的 IRIS40XX 系列、ST 的 L6565。准谐振反激技术对于小功率系统集成也是个极佳的候选拓扑。

值得一提的是，这里所谓的准谐振反激变流器和传统意义上的准谐振反激变流器并不相同。图 14.2-1(a)是传统的零电压准谐振反激变流器，基本原理是在开关管 S 截止的时

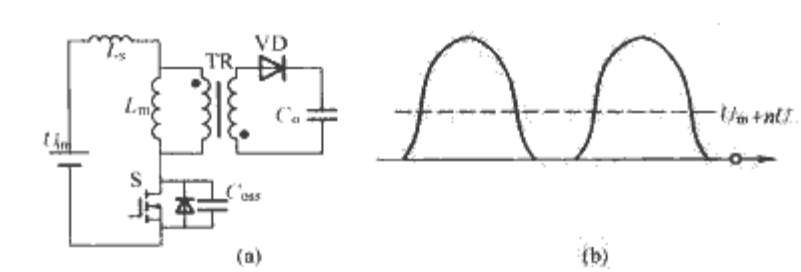


图 14.2-1 传统的零电压准谐振反激
变流器及其主开关电压波形
(a) 变流器；(b) 电压波形

候, L_s 和 C_{oss} 谐振产生不到一个周期的正弦波电压。也就是说谐振是发生在 S 的整个截止阶段, 这会造成开关管的电压应力大大增加, 使得单管反激的开关管不好选取(普通的单管反激开关管电压应力就比较高)。图 14.2-1(b)是 S 两端电压波形。所以该准谐振电路在产品中, 特别是几百伏输入的小功率场合很少采用。

图 14.2-2(a)是上述的工业界比较能接受的准谐振反激变流器。其基本原理是变频控制、工作于临界连续状态。因此下面称之为临界连续准谐振反激变流器。在 S 截止的时候, 输出二极管断流之后, 由励磁电感 L_m 和 C_{oss} 谐振产生半个正弦波电压, 在电压降到谐振谷底的时候将主开关开通, 进入下个周期。这个方法同样实现了零电压或接近零电压开通, 并且还是零电流开通。图 14.2-2(b)是开关管 S 两端电压波形。这样开通损耗大大下降。如果开关管结电容足够小, S 两端电压能够下降到零, 就能实现完全的零电压开通。它的代价是各个功率器件的电流应力会有所增加, 因此只适合小功率场合使用。该电路的谐振实际上只发生在很小的一段时间内, 所以基本不影响开关管的电压应力(一般的开关电源中开关管的电压应力增加要比电流应力增加更加恶劣)。另外它的二次侧二极管是零电流关断, 所以没有反向恢复问题, 也没有电压尖峰。该变流器的主电路和普通的反激变流器一样, 没有增加任何元器件。

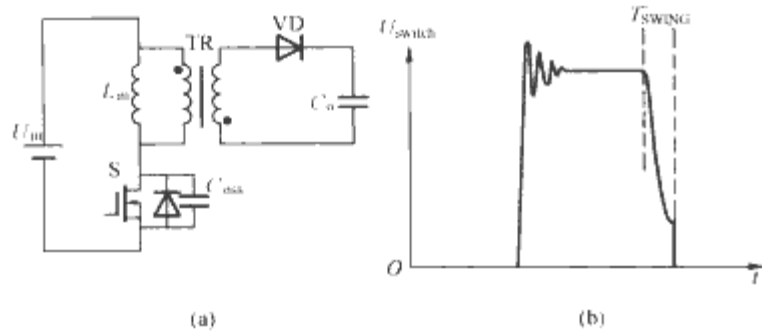


图 14.2-2 临界连续准谐振反激变流器及其主开关电压波形
(a) 变流器; (b) 电压波形

在反激变流器中加入临界连续准谐振技术既实现了零电压开通, 从而提高了效率, 又减小 EMI 噪声, 同时又保持了反激变流器固有的成本低廉、结构简单、易于实现多路输出的特点。此外, 准谐振反激变流器还容易实现电流型同步整流。

临界连续准谐振变化器的主要难度在于电压谐振谷底的检测和判断。目前有两种方法, 一种是检测变压器的电压的过零点, 然后经过一个延时电路来得到近似的谐振谷底点, 例如 On-semi 的 NCP1207 芯片就是这个原理。另一种方法是通过米勒效应, 检测米勒电流来判断谐振峰值点, 例如 On-semi 的 NCP1337 芯片就是这个原理。当开关管的 DS 电压开始下降的时候会有电流流过米勒电容, 而当电压越过谷底之后该米勒电流会反向。芯片就是利用这个现象来判断电压谷底的到来。

图 14.2-3 和图 14.2-4 分别是 NCP1207 的内部电路结构图和典型应用电路图。

图 14.2-5 是 NCP1337 的典型应用电路图。

3 DC/DC 拓扑变结构理论和应用

电力电子拓扑的研究已经经历了几十年的历史。该方面的研究硕果累累, 特别是 DC/DC 拓扑的研究已经进入到一个比较成熟的时期, 高性能的新拓扑的诞生越来越困难, 目

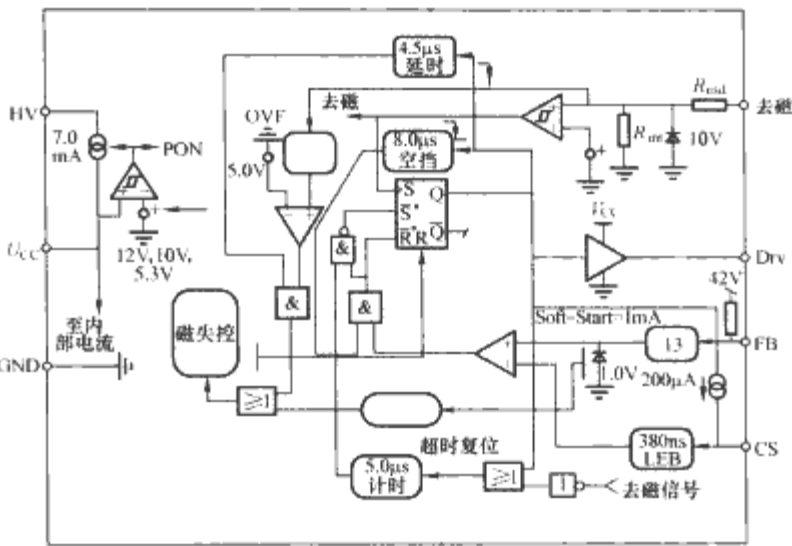


图 14.2-3 1207 的内部电路结构图

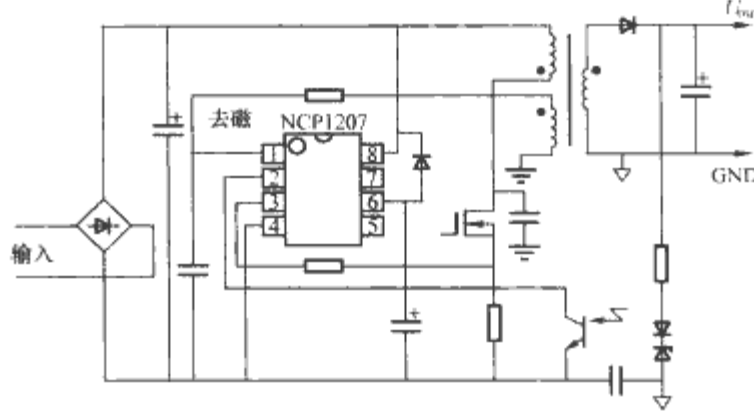


图 14.2-4 1207 的典型应用电路图

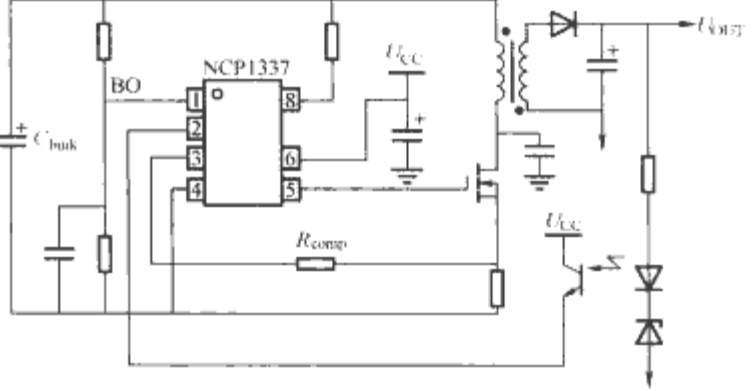


图 14.2-5 1337 的典型应用电路图

前的新拓扑也主要是针对一些经典旧拓扑进行细微的改进以及性能的折衷而生成的。但这并不表明电力电子拓扑研究走到了尽头, 而是为电力电子拓扑深一层次的研究奠定了基础。

电力电子产业目前基本上还是停留在量身定做的层次上, 即针对客户的特定需求去开发相应的电力电子装置。而这些开发通常都是从拓扑的选择和元器件的选取为起点的, 具有大量的重复性劳动, 是一种低效的运作方式。系统集成是电力电子产业今后发展的方向, 电力电子标准模块的研究是系统集成中一项重要的工作。当形成了一系列标准模块之后, 在开发电源系统时只需要将这些标准模块进行合理的拼装和组合即可。这些标准模块最基本的要求是通用性, 即有尽量宽的适应性。

单一的拓扑, 尽管采取了各种宽范围的措施, 但是它的宽范围适应性还是有一个限度, 难以满足系统集成的需求。下面将介绍变拓扑柔性变流器的概念、理论及实例。

3.1 柔性变流器的基本概念

现代电力电子装置一般都可以分解成 AC/DC、DC/DC、

AC/AC 和 DC/AC 四种变流器中的一种或多种。到目前为止, 这些变流器的功率电路拓扑都是由有源开关、无源开关、电感、电容、变压器这五种元器件中的若干种经过一定次序的连接而构成。其中有源开关、无源开关都属于开关元件, 电感、电容属于储能元件, 变压器属于隔离元件。

由上述元器件构成的各种电路拓扑都有其各自的特点, 通常会针对具体的应用要求选取合适的拓扑。但是电力电子系统集成的发展却要求一个标准模块能够适应更多的应用场合, 从而增强产品的通用性, 降低产品的成本。例如一个标准模块既可以应用于 220V 系统又可以应用于 110V 系统, 或者既可以应用于单相系统又可以应用于三相系统等。对于电路拓扑来说, 宽适应性主要表现在对于不同电压电流的适应性上。如何选取电压电流适应范围尽量宽的拓扑, 以及如何采用一些特定的技术来拓展已有拓扑的宽范围适应性的工作已经有不少研究成果。但是单一的拓扑宽范围适应性还是有一个限度, 难以满足系统集成对宽范围的需求。变拓扑柔性变流器就是为了适应这样一种需求而提出来的。图 14.2-6 所示的是常规的变流器的示意图, 由一组元器件按照一定的连接方式构成一个拓扑, 应用于某个场合。图 14.2-7 所示的是变拓扑柔性变流器的示意图, 首先根据外界的应用要求来控制连接装置, 再由这些连接装置把元器件连接成一个合适的拓扑去适应特定的应用场合, 从而实现每种应用场合下这个变流器都能工作于较佳的状态的目的。

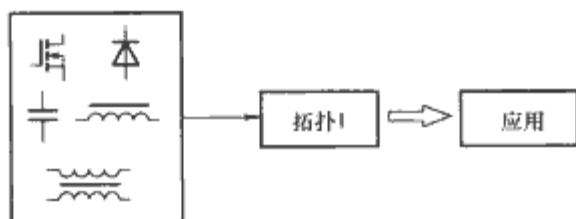


图 14.2-6 常规变流器的示意图

柔性变流器应具有两个基本原则: 一个柔性变流器下的各个拓扑里的元器件电压电流应力尽可能对等; 切换装置尽可能简单。

3.2 柔性变流器的关键技术

变拓扑柔性变流器是对常规的固定拓扑变流器的一个革新, 它具有以下几个有别于传统变流器的关键技术需要解决。

3.2.1 得到一批符合变拓扑原理的基本电路拓扑子集及对应的最佳应用领域

并不是任何两个(或两个以上)拓扑都能构成理想的电路拓扑子集, 前面所提的两个基本原则已经表明了电路拓扑子集的不同拓扑用于不同场合的时候每个元器件的电压电流应力要尽可能对等。例如其中有一个主开关 S 在一种拓扑下电压应力是 400V, 而在另一种拓扑下是 100V, 那么这个子集就违背了以上的原则, 不能很好地体现柔性变流器的优势。

3.2.2 获得柔性变拓扑的切换规则及实现电路切换的基本方式、方法

变拓扑柔性变流器能以一个变流器通过拓扑的切换来适应不同的应用场合, 但是拓扑切换的实现并不容易, 是一项艰巨的研究任务。该任务也可以表述为对应于图 14.2-8 的示意图中“拓扑控制”和“连接装置”这两个环节的实现。下面探索性地给出了几种切换的手段。

继电器(也称为可控机械开关)也是一种可控开关, 和 MOSFET、IGBT 等半导体可控开关相比, 其缺点是开关速

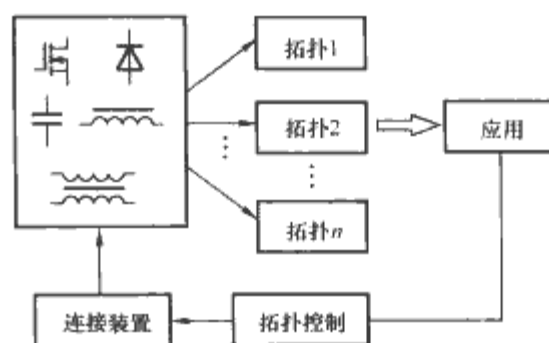


图 14.2-7 变拓扑柔性变流器的示意图

度慢, 但是它具有导通电阻和寄生电容小的优点。而拓扑的切换并不需要经常动作, 所以继电器可以作为切换拓扑的一种较理想的工具。图 14.2-8(a)所示的是利用继电器而进行的软件定义、硬件连接的方式的示意图, 整个控制分成四个层次。首先用一组控制信号去控制一个逻辑电路, 然后由逻辑电路去控制机械开关, 再由机械开关去控制功率电路拓扑。其中控制信号和逻辑电路这两部分都可以通过软件来实现。这种切换方式适合切换点不是很多或者自动化要求较高的应用场合。如果需要切换速度快, 可以用 MOSFET 来代替继电器, 但是会带来更多的损耗和成本。此外, 在需要经常开关机的场合, 继电器将会降低整个电源的寿命。

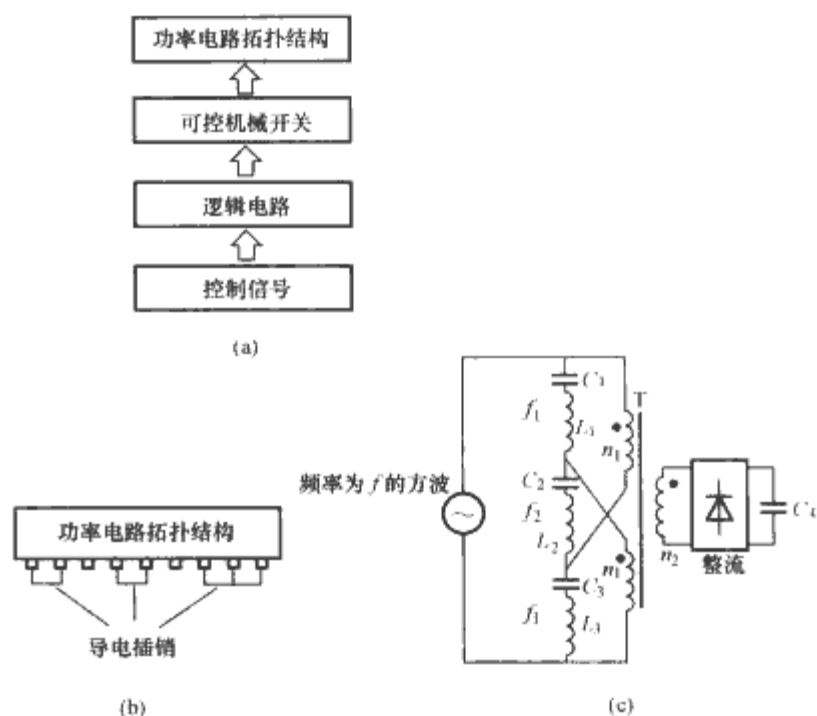


图 14.2-8 三种切换控制方式示意图

(a) 软件定义、硬件连接; (b) 纯硬件连接; (c) 谐振连接

图 14.2-8(b)所示的是纯硬件连接的方式。即在标准模块上留出一些硬件选择端子, 客户根据实际需要, 依照说明书的指示在某些端口插上导电插销。这种方式适合切换点较多或者低成本高效率要求的场合。这一方式和计算机配件中的跳线类似。

图 14.2-8(c)所示的是谐振连接的方式, 实质上这是一种谐振型变流器。输入侧频率为 f 的方波可以由全桥、半桥、推挽等结构得到。图 14.2-8(c)所示的电路中包含了 3 个 LC 谐振网络, 其谐振频率分别为 f_1 、 f_2 、 f_1 。当工作频率 f 等于 f_1 时, 变压器一次侧两个绕组是并联连接的; 而当工作频率 f 等于 f_2 时, 变压器一次侧两个绕组是串联连接的, 这样就实现了电路结构的切换。如果工作频率 f 在 f_1 和 f_2 之间连续变化, 那么变压器一次侧绕组也可以理

解为并联和串联两种极端状态之间连续变化。在变拓扑柔性变流器里也可以借鉴这种方法来实现拓扑的切换,而不需要加任何的继电器或短路线。这种切换方式的主要优点是可以连续调节,让拓扑不仅是两种,还可以在两种拓扑之间连续变化,只是两种拓扑的权重不同,有点类似智能控制中的模糊控制。

当然除了以上几种切换方式之外,还有待于探索其他更佳的切换方式。

3.2.3 得出变拓扑柔性变流器的特殊要求和解决方案

柔性变流器是在一台装置中,根据不同的外部条件,利用有限的元器件的重组自动构成一个合适的拓扑,但是在实际使用中元器件的相对位置不会改变,改变的是连接方式,所以构成不同拓扑时电磁兼容、热场分布、电气隔离强度、小信号、输入输出阻抗、功率走线、寄生参数、死区、时序等各方面都要兼容。这也是变拓扑柔性变流器的一个难点,因为对于传统的一台装置固定为一个拓扑时,上述这些问题也是需要很好的研究和设计,而现在是要兼容几种拓扑组合方式,将更具挑战性。要在设计阶段就要考虑到各种可能性,满足各种拓扑结构时候的性能要求。

3.3 应用实例

上面阐述了变拓扑柔性变流器的基本概念和理论,下面将利用这个理论,提出一个具有两种可选择拓扑的柔性变流器。

图 14.2-9 和图 14.2-10 是这个柔性变流器的两个子拓扑。拓扑 1 是传统的 LLC 串联谐振变流器。这里的 L_1 、 L_2 、 C_1 是谐振元件; C_2 是个隔直电容,对于高频开关脉冲而言其容量可以看作无穷大。在拓扑 1 里 C_2 上的电压为零。拓扑 2 是二次侧电压应力是输出电压一半的 LLC 串联谐振变流器。一次侧结构和拓扑 1 完全相同,二次侧采用变形后的梯形倍压结构。这种结构下 $VD1 \sim VD4$ 以及 $C_2 \sim C_4$ 的电压应力均为输出电压的一半。它本身又属于倍压结构,所以输出/输入的电压增益是拓扑 1 的两倍。

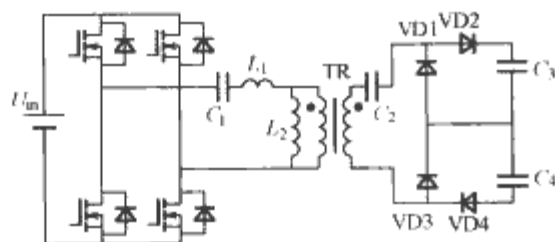


图 14.2-9 一个柔性变流器的拓扑子集(拓扑 1)

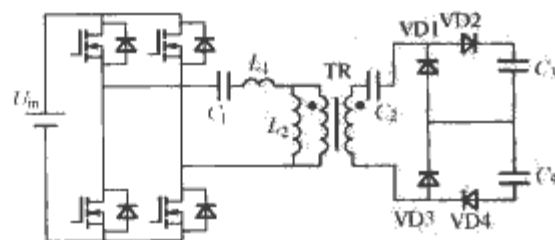


图 14.2-10 一个柔性变流器的拓扑子集(拓扑 2)

在分析这个变拓扑柔性变流器之前有必要先对子集中的拓扑 2 的演化进行介绍。

图 14.2-11(a)所示的是电流型零式整流结构,是最常用的 LLC 谐振变流器的二次侧电路。图 14.2-11(b)所示的是电流型桥式整流结构,和电流型零式整流结构相比,其二极管的电压应力降低了一半,增益提高了一倍,更适合高压输出的应用。图 14.2-11(c)是梯形倍压结构,它也可以用作

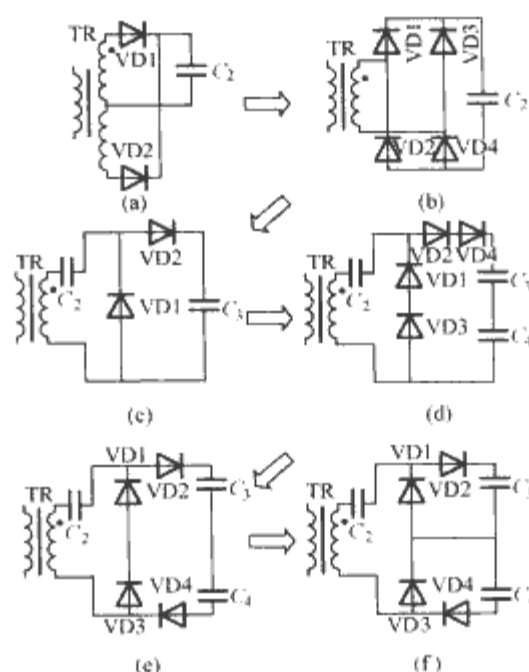


图 14.2-11 拓扑 2 二次侧结构的演化
(a)电流型零式;(b)电流型桥式;(c)梯形倍压;
(d)~(f) 适合高压输出的演化过程

LLC 谐振变流器的二次侧电路,和电流型桥式整流结构相比,其增益又增加了一倍。另外,它的两个电容 C_2 和 C_3 的电压应力分别是 $U_o/2$ 和 U_o 。各个二极管的电压应力均是 U_o ,相对上面两种结构来说它更适合高压输出应用。但是如果能将 C_3 以及各个二极管的电压应力也都降到输出电压的一半,该拓扑就更加适合高压输出的应用了。图 14.2-11(d)~图 14.2-11(f)给出了实现这种设想的拓扑演化过程。首先用两个相同的元器件串联来取代原先的一个元器件,然后将 $VD4$ 移至下面,最后将 C_3 、 C_4 的中点和 $VD1$ 、 $VD3$ 的中点相连,这样得到的电路就是拓扑 2 的二次侧电路。

如果输入电压范围相同,拓扑 1 输出电压为 U_1 ,输出电流为 I_1 ,而拓扑 2 输出电压为 U_2 ,输出电流为 I_2 ,并且 $2U_1 = U_2$ 、 $I_1 = 2I_2$,那么这两个拓扑在以上这两种应用下除 C_2 外其他所有元器件上电压和电流应力完全相等。所以这个子集所构成的柔性变流器非常适合恒定最大功率但是有两种相差一半的输出电压的应用。比如电力操作电源中就有 220V 输出和 110V 输出两种规格,如果采用这种柔性变流器就可以合二为一。

有了子集之后就要找出合适的切换点和切换手段。图 14.2-12 给出了一种最简单的切换点。P1~P4 是变流器的输出端子。如果将 P1 和 P2 接起来作为正的输出端,P3 和 P4 接起来作为负的输出端,那么这个变流器就构成了如图 14.2-9 所示的拓扑 1;如果将 P2 和 P3 接起来,P1 作为正的输出端,P4 作为负的输出端,那么这个变流器就构成了如图 14.2-10 所示的拓扑 2。此外,拓扑 1 输出电流是拓扑 2 的两倍,正好拓扑 1 输出端子是采用两个并联的方式来实现。从这个角度看输出的接线端子也实现了电流应力的对等。对于切换手段,这里切换点非常简单,又正好都是输出

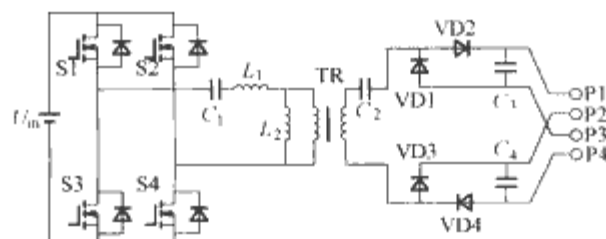


图 14.2-12 变拓扑柔性变流器的一个实施例

端子，所以采用跳线的方式非常合适。

当然以上的切换也可以通过两个继电器来实现。这样就实现了自动切换，但是会带来额外的成本和损耗。

下面例子是一个柔性变流器的实例，它既可以作为 110V/10A 输出的电源模块使用，又可以作为 220V/5A 输出的模块使用的样机。类似地可以采用该方案设计 48/24V 或 24/12V 的模块，满足通信等领域的使用。

该样机的规格和主要参数如下：

输入电压：240~400V。

应用场合 1 的输出电压 U_{o1} 为 110V，输出电流 I_{o1} 为 0~10A。

应用场合 2 的输出电压 U_{o2} 为 220V，输出电流 I_{o2} 为 0~5A。

工作频率 f ：100~200kHz。

主开关管 S1~S4：IRF460。

整流二极管 VD1、VD2：BYV26C。

变压器 TR： $n=46:12$ ， $L_m=260\mu\text{H}$ ，漏感 $55\mu\text{H}$ ； L_1 和 L_2 集成于 TR 中。

谐振电容 C_1 ：19.8nF。

为了使得拓扑 2 的两个输出电容 C_3 、 C_4 上的电压能够保证平衡，并且空载时的工作频率不至于过高，在 C_3 和 C_4 上各并了一个 $10\text{k}\Omega$ 的电阻。这两个电阻上的损耗之和大约是满载输出功率的 0.2%，所以基本不影响效率。

图 14.2-13 所示的分别是两种拓扑下的波形。可见两种输出电压下各个元器件的波形基本相同，器件承受相同的电压电流应力。表 14.2-3 所示的是不同输入电压下 110V/10A 输出和 220V/5A 输出时的效率。可以看到两种拓扑下的效率基本相同，进一步说明这两种拓扑应力的完全对等。

表 14.2-3 不同输入电压下两种输出模式的效率对比

电压 模式	240	280	320	360	400
110V	93.2%	94.5%	95.6%	96.1%	96.4%
220V	93.3%	94.5%	95.7%	96.2%	96.4%

上面已经提到变拓扑柔性变流器实际应用中在电磁兼容、热场分布、电气隔离强度、小信号、输入输出阻抗、功率走线、寄生参数、死区、时序等各方面的兼容性设计中有更高的要求。限于篇幅，这里仅以小信号的兼容性设计来说明这个问题。

LLC 功率电路的输入输出电压的精确关系很难推导，其小信号模型的建立更是非常困难，但是通过实验测得在穿越频段是一阶系统，斜率为 -1，采用 PI 作为补偿网络即可。但是拓扑 1 和拓扑 2 的增益有所不同。图 14.2-14 是拓扑 1 和拓扑 2 在以上的工作条件下实测的功率级波特图的增益曲线，可以看到拓扑 2 比拓扑 1 整体上移 6dB，也就是两倍。

图 14.2-15 是常用的 PI 型补偿网络，其小信号传递函数如下

$$\frac{\hat{u}_{\text{comp}}}{\hat{u}_o} = \frac{1 + sR_1C_1}{sR_2C_1(1 + sR_1C_2)}$$

而其对功率电路输出电压的调节关系为

$$U_o = \frac{U_{\text{ref}}(R_2 + R_3)}{R_3}$$

对于以上的这个柔性变流器来说，想要改变输出电压

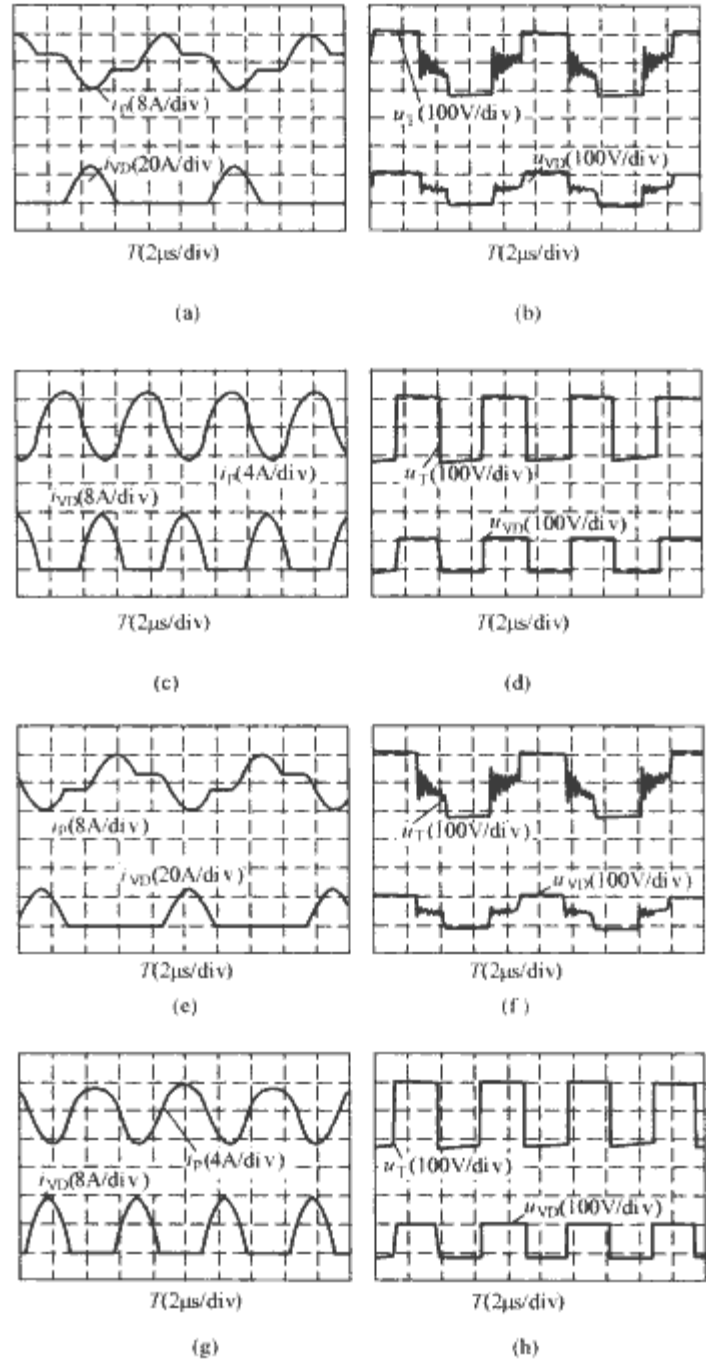
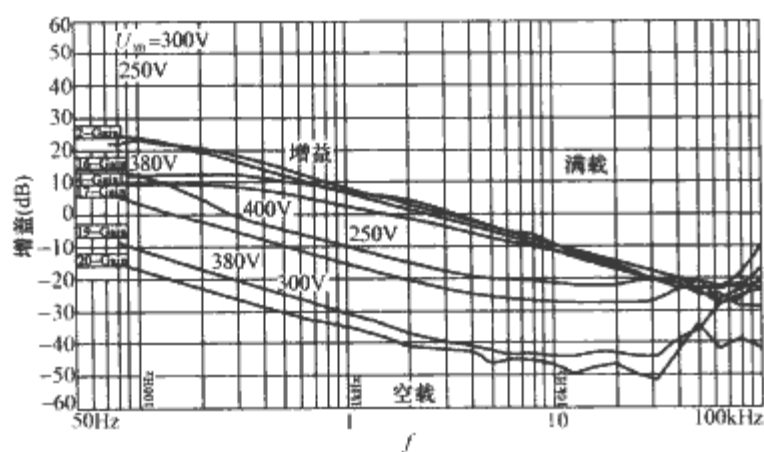


图 14.2-13 实测波形

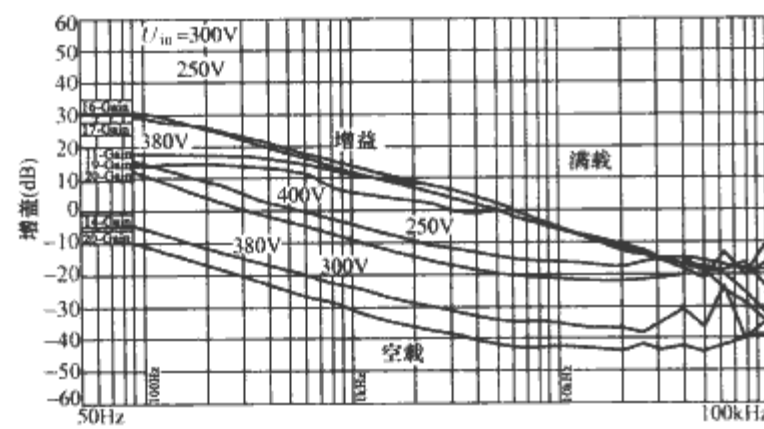
- (a) 110V 输出 300V 输入一次侧电流和二极电流波形；
- (b) 110V 输出 300V 输入变压器电压和二极电压波形；
- (c) 110V 输出 400V 输入一次侧电流和二极电流波形；
- (d) 110V 输出 400V 输入变压器电压和二极电压波形；
- (e) 220V 输出 300V 输入一次侧电流和二极电流波形；
- (f) 220V 输出 300V 输入变压器电压和二极电压波形；
- (g) 220V 输出 400V 输入一次侧电流和二极电流波形；
- (h) 220V 输出 400V 输入变压器电压和二极电压波形

(220V 和 110V) 可以通过三个方法：①改变 U_{ref} ；②改变 R_2 ；③改变 R_3 。上面测得的功率级的传递函数相差 6dB，所以希望控制电路能自动补偿这个差异。由 PI 型补偿网络的小信号传递函数以及其对功率电路输出电压的调节关系表达式可以看到既能调节输出电压又能调节小信号传递函数的物理量只有 R_2 。所以采用 R_2 作为改变输出电压的手段。具体采用的参数如下： $U_{\text{ref}} = 10\text{V}$ ； $R_1 = 100\text{k}\Omega$ ； $R_2 = 50\text{k}\Omega/105\text{k}\Omega$ ； $R_3 = 5\text{k}\Omega$ 。

图 14.2-16 是 110V 输出和 220V 输出下的补偿网络的波特图。可以看出两者的增益也相差 6dB。这样就可以和功率级的 6dB 抵消。补偿之后的环路增益的波特图如图 14.2-17 所示。限于篇幅只给出两种情况下的波特图。可以看到 110V 输出和 220V 输出的环路增益的穿越频率和相位裕量基本一致。

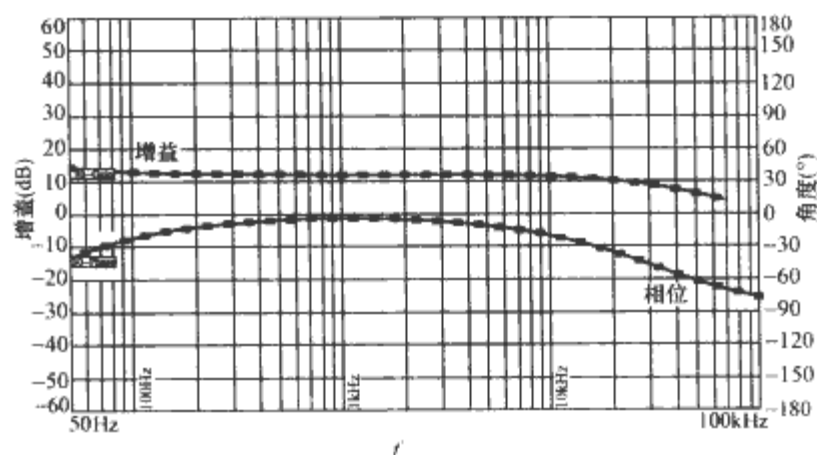


(a)

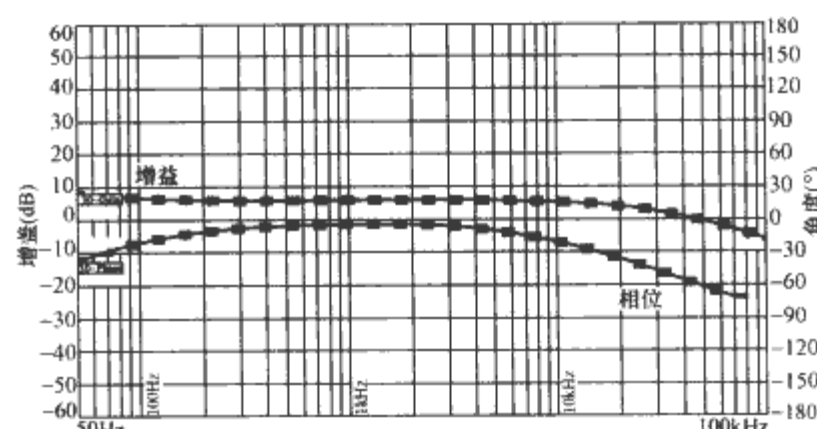


(b)

图 14.2-14 功率级传递函数波特图的增益曲线
(a) 拓扑 1; (b) 拓扑 2



(a)



(b)

图 14.2-16 补偿网络传递函数波特图
(a) 110V 输出; (b) 220V 输出

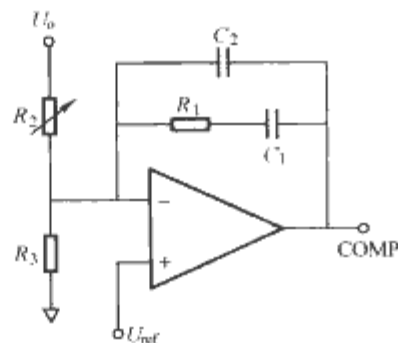


图 14.2-15 PI 型补偿网络电路图

3.4 小结

电力电子变拓扑柔性变流器是一种探索性的概念和理论,目标是实现电力电子系统集成对电源模块宽适应性的要求,利用该理论构造出来的柔性变流器将具有多用途高效率的性能。变拓扑柔性变流器包含的内容非常丰富,还需要大量的研究来丰富和完善变拓扑柔性变流器的理论,构造更多具体、实用的变拓扑柔性变流器。

4 小功率 DC/DC 拓扑优选以及标准化

随着近年电子及数据产业的发展及分布式供电系统的推广,DC/DC 转换器的应用越来越广,新的微处理器、存储器、DSP 及 ASIC 工业控制、电力系统、铁路信号、移动通信基站都趋向要求用到 DC/DC 电源模块。面对新时代的电子器件和负载,电源业要面对重大的挑战,产品除了能在低电压输出大电流外,还要做到体积小、质量小、动态反应快、噪声小和价钱便宜。这些需求促使业界重新审视现有技术和架构。本节首先将回顾业界常用的电源架构发展,然后对目前小功率范围的 DC/DC 变换技术,分类作一个详细的回顾和比较。作为最基本的变换技术,其拓扑比较的结果对

其他应用场合也有参考价值。

4.1 电源系统架构

目前业界常用的电源架构有以下四种。

4.1.1 集中式电源架构 (CPA)

集中式电源,这是最基本的电源结构,简单、成本低。它把从前端到 DC/DC 转换的功能集中在一个框架,减少占用负载点的电路板空间,避免串接作多次功率转换,效率较佳,也相对能容易处理散热及 EMI 问题。设计师也需要在功耗与 EMI 两方面平衡考虑,决定电源与负载的距离。虽然集中式电源在很多应用上运作良好,但对要求低电压、多个负载点的应用,不是很适合。

4.1.2 分布式架构 (DPA)

自 20 世纪 80 年代电源模块面世后,分布式架构被广泛采用,成为最常用的架构,如图 14.2-18 所示。砖式的电源模块具备了 DC/DC 转换器的三项基本功能:隔离、变压和稳压。工程师可以把电源模块置于系统电路板上,靠近负载供电。分布式架构是由较粗糙的 DC 母线(一般为 48V 或 300V)供电,再由放置在系统电路板旁的 DC/DC 转换器转换成合适的电压为负载供电。这种布局可以改善系统的动态反应,避免整个系统在低电压操作所产生的问题。分布式电源的成本一般较高,尤其是在负载数目多的情形下,需要占用较大的电路板空间。而且在每一个负载点都重复包括隔离、变压、稳压、EMI 滤波和输入保护等功能,模块的成本自然增大。

4.1.3 中间母线架构 (IBA)

中间母线架构弥补了分布式电源架构的缺点,如图 14.2-19 所示。它把 DC/DC 转换器的隔离、变压及稳压功能分配到两个器件。IBC 具有变压及隔离功能, POL (非隔

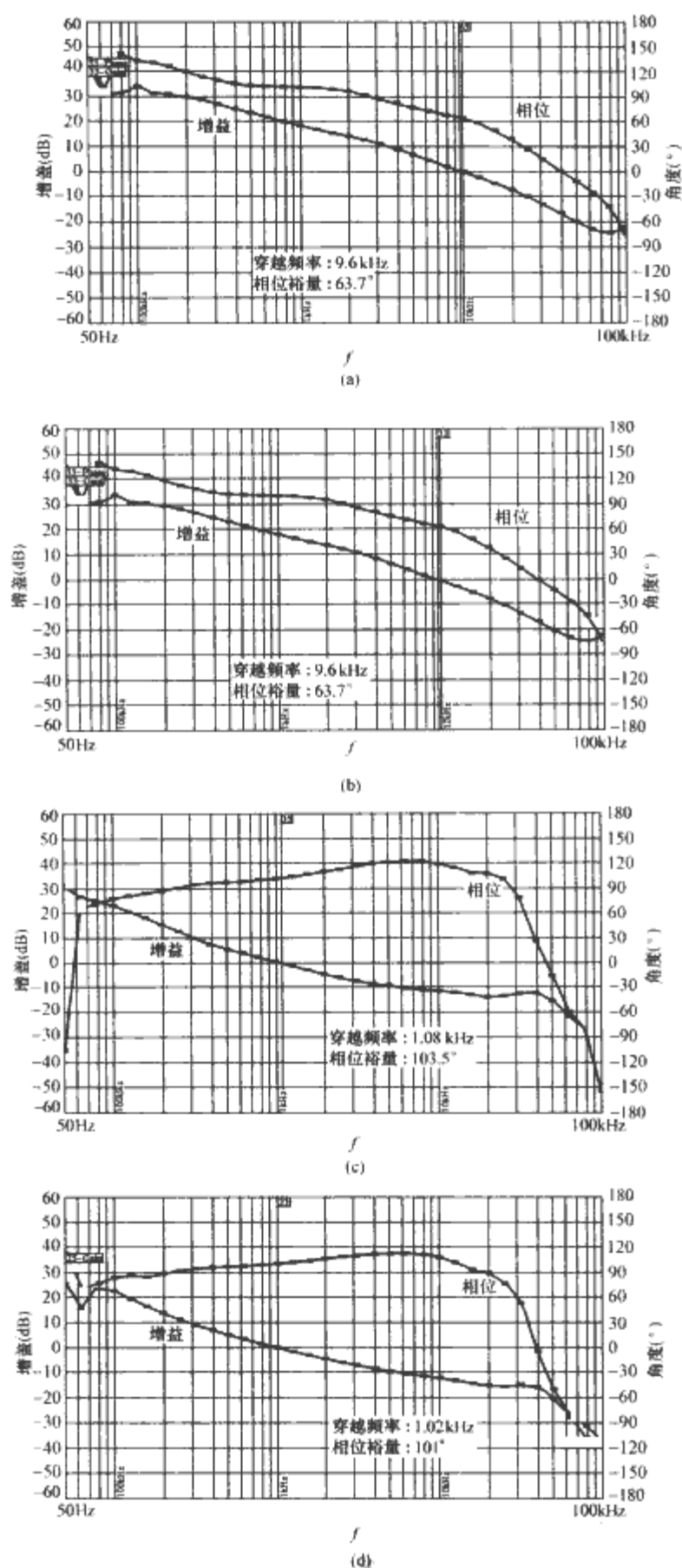


图 14.2-17 环路增益传递函数波特图
(a) 350V 输入 110V 满载输出; (b) 350V 输入 220V 满载输出; (c) 250V 输入 110V 空载输出; (d) 250V 输入 220V 空载输出

离负载点转换器) 则提供稳压功能。IBC 把半稳压的分布母线转为不稳压及隔离的中转母线电压 (一般是 12V), 供电给一连串的 POL。POL 靠近负载, 提供变压及稳压功能。IBA 的理念是把母线电压降至一个稍稍高于负载点的电压, 再由较便宜的降压器 (POL) 来完成余下的工作。降压器 (POL) 经由电感器传输电压到负载, 负载电压等于上开关和下开关共同端电压的平均值, 即上开关占空比与中转母线电压的乘积。IBA 的主要问题是: 中转母线架构的问题是令 IBC 和 POL 均能有效操作的条件是互相冲突的, 如果选择

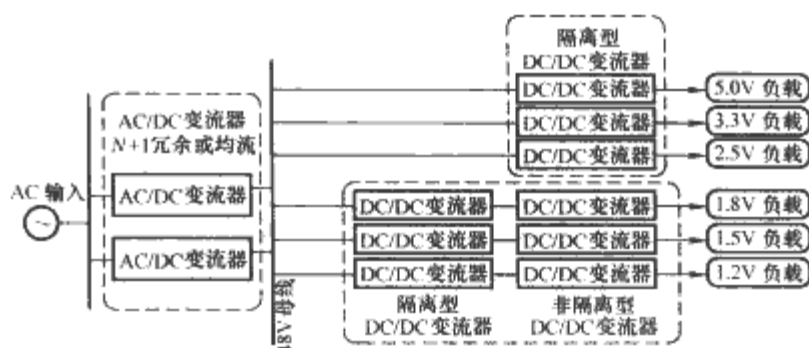


图 14.2-18 分布式架构 (DPA)

越低的中间母线电压, POL 占空比越高。但中转母线电流亦越大, 分布损耗更多。如果选择较高的中间母线电压, 则 POL 的占空比太低, 会引发高峰值电流、输入输出纹波太大、瞬态反应慢、噪声高以及功率密度低等问题。

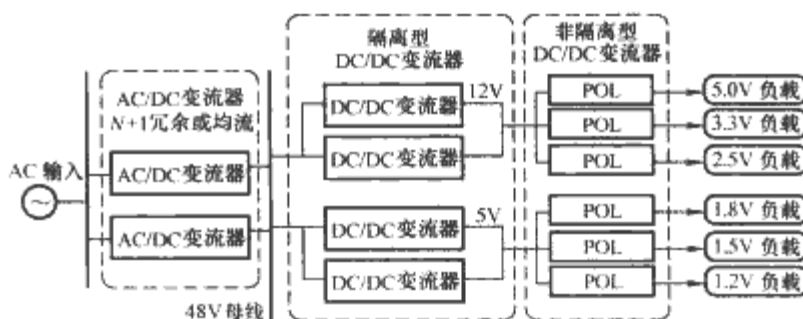


图 14.2-19 中间母线架构 (IBA)

4.1.4 分比式功率架构 (FPA)

分比式功率架构把 DC/DC 转换器的功能重新编排, 它的主要元件是预稳压模块 (PRM) 和电压转变模块 (VTM), 如图 14.2-20 所示。PRM 只有稳压功能, VTM 具有变压和隔离功能, PRM 与 VTM 和起来, 就能实现 DC/DC 转换器的功能。PRM 可接受宽广的输入电压, 并可将其转换为一个稳压的分比母线 (VF) 传送到 VTM。VTM 作为负载点转换器, 把分比母线升压或降压, 提供隔离电压给负载。负载变化由反馈电路传到 PRM, 由 PRM 调控分比电压, 实现稳压。与分布式架构或中转母线架构不一样, 在分比式架构, 稳压功能由 PRM 提供, 可远离负载。VTM 作为负载点的转换器, 它不需要提供稳压的功能, 无须靠近负载。它只负责按 K 比值“增大电流”或“降低电压”。分比式架构的一个显著优点是负载瞬态响应时输出电流可以由 VTM 变压器一次侧的电容承担, 因此输出电容容量可以减小。其缺点是每个 VTM 都至少需要一个变压器, 在电流较大时, 变压器的漏感影响不能忽略, 对制作工艺要求较高。

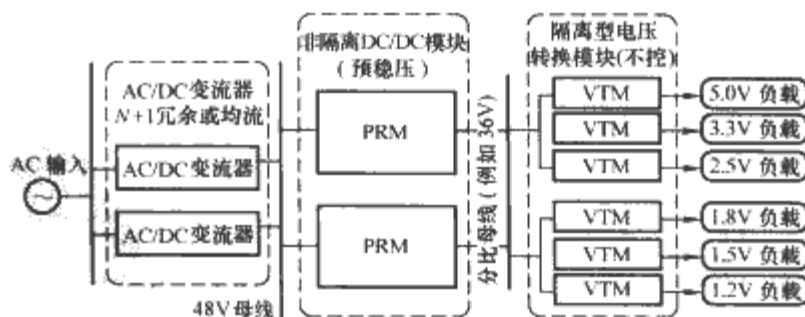


图 14.2-20 分比式电源架构

4.2 非隔离型 DC/DC 拓扑优选

非隔离的 DC/DC 拓扑主要应用于微功率 (一般是 10W 之内) 变流器和小功率 DC/DC 模块电源。其中微功率 DC/DC 变流器主要应用于便携式产品电源管理系统中的电平转

换或 LED 驱动等。微功率 DC/DC 变流器功率小，容易集成。工业界早已有功率集成的做法，并且推出了一些单片功率集成电路产品，其主要的开关器件和控制芯片都集成在同一块芯片上，用户只需根据自己的需要设定输出电压和设计电感量。这不但可以减小转换器的体积，而且连线之间的电阻和寄生电感也大大减小，因此可以获得很高的功率密度和效率。如图 14.2-21 和图 14.2-22 所示 Ti 公司推出的具有集成场效应晶体管（FET）的同步升压型转换 TPS6103X 系列和同步降压型转换器 TPS6204X 系列等。目前甚至已经可以将无源器件如电感集成到芯片中去，例如凌特公司就推出了一款具有内置电感器的同步开关模式 DC/DC 降压型稳压器 LTM®4600，最大输出电流能够达到 10A。

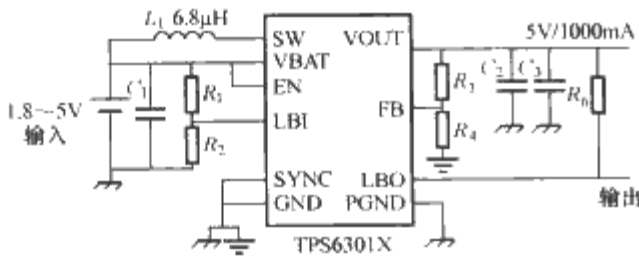


图 14.2-21 同步升压型转换器 TPS6103X 系列

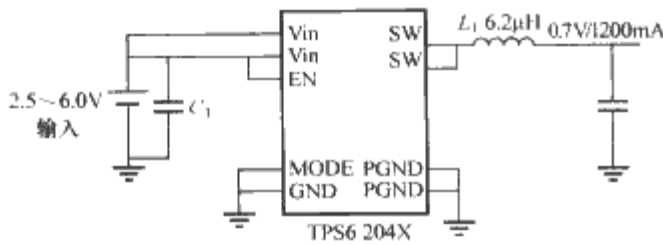


图 14.2-22 同步降压型转换器 TPS6204X 系列

对于微功率 DC/DC 变流器，主要考虑的是成本和体积，其他的性能要求不高，要求电路结构越简单越好。因此优选的标准拓扑是 Buck 和 Boost 电路，其中 Buck 电路主要应用于降压型的 DC/DC 变流器中，Boost 主要应用于输入单节锂电或两节锂电的 DC/DC 变流器中。

随着分布式电源（DPS）和中间总线结构（IBA）应用增加，推动非隔离负载点（POL）DC/DC 变流器需求急剧上涨。此外，在给计算机和服务器微处理器供电系统中也用到一种特殊的非隔离 DC/DC 电源，俗称 VRM。因此这里的小功率 DC/DC 变流器主要指常规的负载点电源模块 POL 和 VRM 电源模块。

4.2.1 初步筛选

在小功率 DC/DC 变流器中，为了降低二极管的通态损耗，通常会采用 MOS 管替代二极管，构成同步变流器。六种基本同步变流器如图 14.2-23 所示，其基本性能比较见表 14.2-4。

表 14.2-4 六种基本同步变流器基本性能比较

电路	特 点	电压增益	开关管电压关系
Buck	只能降压不能升压，输入电流脉动大，输出电流脉动小，结构简单	$D = \frac{U_o}{U_i}$	$U_{DS1} = U_i$ $U_{DS2} = U_i$
Boost	只能升压不能降压，输出与输入同极性，输入电流脉动小，输出电流脉动大，结构简单	$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1-D}$	$U_{DS1} = U_o$ $U_{DS2} = U_o$

续表

电路	特 点	电压增益	开关管电压关系
Buckboost	能升压能降压，输出与输入极性相反，输入输出电流脉动大，结构简单	$\frac{U_o}{U_i} = \frac{D}{1-D}$	$U_{DS1} = U_i + U_o$ $U_{DS2} = U_i + U_o$
Cuk	能升压能降压，输出与输入极性相反，输入输出电流脉动小，结构复杂	$\frac{U_o}{U_i} = \frac{-D}{1-D}$	$U_{DS1} = U_i + U_o$ $U_{DS2} = U_i + U_o$
Sepic	能降压能升压，输出与输入同极性，输入电流脉动小，输出电流脉动大，结构复杂	$\frac{U_o}{U_i} = \frac{D}{1-D}$	$U_{DS1} = U_i + U_o$ $U_{DS2} = U_i + U_o$
Zeta	能降压能升压，输出与输入同极性，输入电流脉动大，输出电流脉动小，结构复杂	$\frac{U_o}{U_i} = \frac{D}{1-D}$	$U_{DS1} = U_i + U_o$ $U_{DS2} = U_i + U_o$

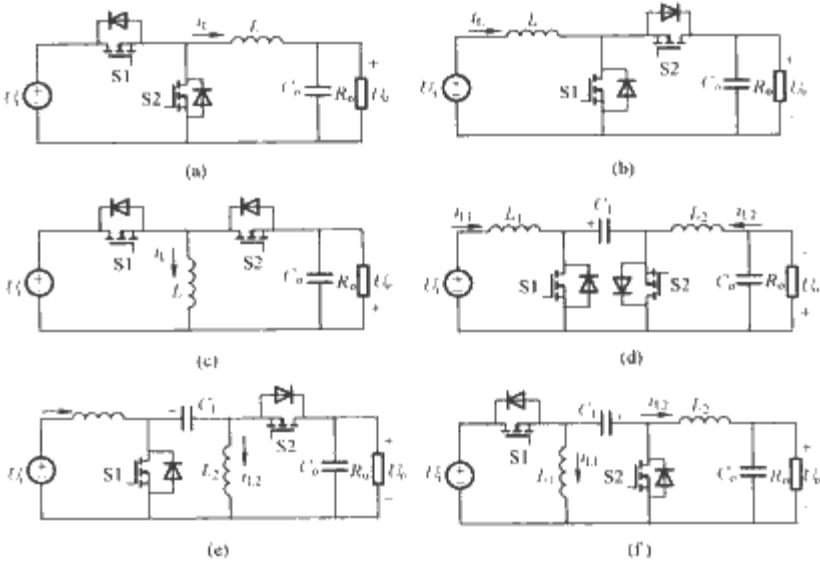


图 14.2-23 六种基本同步变流器

- (a) 同步 Buck 变流器；(b) 同步 Boost 变流器；
(c) 同步 Buck-Boost 变流器；(d) 同步 Cuk 变流器；
(e) 同步 Sepic 变流器；(f) 同步 Zeta 变流器

优选步骤如下：

(1) 小功率 DC/DC 模块电源主要的应用是给计算机供电的电压调整模块（VRM）和负载点（POL）DC/DC 变流器，都是属于降压型输出和同极性输出，因此排除 Boost、Buck-Boost 和 Cuk 拓扑。

(2) 根据成本、器件应力等考虑排除 Sepic 和 Zeta 拓扑。

因此以 VRM 和 POL DC/DC 变流器为代表的小功率模块电源的优选基本拓扑是 Buck 变流器。

4.2.2 进一步优选

前面已经筛选出了 Buck 变流器作为优选出来的基本拓扑，但是从基本的 Buck 变流器中也可以衍生出很多新的拓扑，下面针对不同的应用场合进行进一步的优选。

4.2.2.1 普通的负载点（POL）DC/DC 模块电源

在分布式电源被广泛采纳之后，低成本的负载点非隔离式模块（POL）被大量采用，并在数量上远远多于前级的隔离式模块。目前针对非隔离（POL）DC/DC 模块电源，全球范围内的大的电源厂商分别成立了两个联盟：一个是负载点联盟（Point Of Load Alliance, POLA），包括 Artesyn、爱立信、爱默生电气和 Astec Power 等公司；另一个是分布式电源开放标准联盟（Distributed-power Open Standards

Alliance, DOSA), 包括 Tyco、SynQor 和台达等公司。

与计算机微处理器供电电源 VRM 相比, 普通的负载点 (POL) DC/DC 模块电源输出电流相对较小 (一般 $<30\text{A}$), 对瞬态响应要求也相对较低, 而对成本和体积要求较高, 因此 POL 电源采用结构相对较简单的传统的同步 Buck 电路作为标准拓扑。

4.2.2.2 电压调整模块 (VRM) 拓扑优选

计算机技术在近几年得到了迅猛发展, 作为计算机的核心微处理器更是如此。如今市场上主流计算机 CPU 的主频已经突破了 3GHz 的大关, 并且朝更高趋势发展。为了得到更高的速度, 微处理器的供电电压越来越低, 从几年前的 3.3V 到现今的 1.35V , 而且还将继续降低。同时微处理器所需要的电流却不断增加, 现今 Pentium 4 已经需要 50A 的最大电流, 未来的微处理器将需要 100A 以上, 甚至更高。作为给计算机供电的电源系统 VRM 一方面要满足效率的要求, 一方面要满足瞬态响应的要求, 这一直是研究的热点。

4.2.2.2.1 多相交错并联技术

在过去的几年里, 虽然提出很多拓扑, 但是实用的较少。目前, 工业界应用最多的还是常规的 Buck 变流器加上交错并联技术构成的交错并联多相 Buck 变流器拓扑, 如图 14.2-24 所示。多相并联技术与传统并联技术主电路拓扑基本不变, 区别在于传统的并联技术每相脉冲是同步的, 而交错并联技术每相的相位角相差 $360^\circ/n$ (n 为并联的相数)。采用交错并联技术输出纹波可以通过相互抵消而减小输出纹波, 从而减小输出滤波器。另外采用交错并联技术可以拓展系统的控制环带宽, 从而改善瞬态响应。

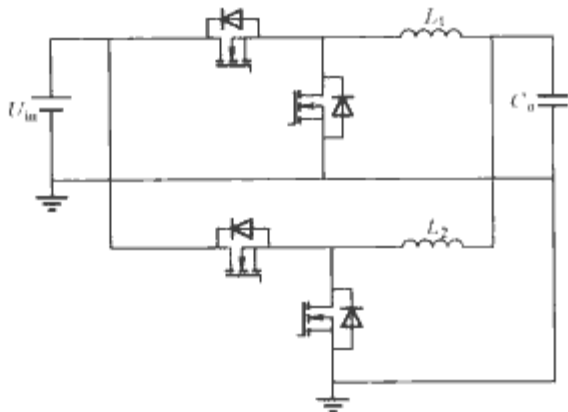


图 14.2-24 拓扑 1: 常规的交错并联 Buck 变流器

但是交错并联技术对输出纹波的改善会受到占空比大小的限制, 如图 14.2-25 所示。占空比越小, 交错并联技术对输出纹波的改善越小。因此出现了一种耦合电感交错并联的 Buck 变流器, 如图 14.2-26 所示。除了可以扩展占空比之外, 还可以实现连续的输入电流, 从而减小输入滤波器。图 14.2-27 所示是一种串联电压源降低母线电压从而扩展占空比的交错并联 Buck 变流器。

对三种拓扑的比较如表 14.2-5 所示。其中:

(1) 解耦。这里提到的解耦关系是指增加的扩展占空比的电路与后级 Buck 电路是否能完全分离开来。因此解耦关系反映了拓扑的多相交错并联性能。

(2) 工艺制作。工艺制作的复杂程度决定了拓扑是否有实用价值。工艺越复杂, 工序越多, 则成本越高, 其实用性越低。

(3) 进线电流纹波。进线电流纹波大小决定了输入滤波器的大小。

(4) 输出电流纹波。输出电流纹波影响输出滤波器的大小。

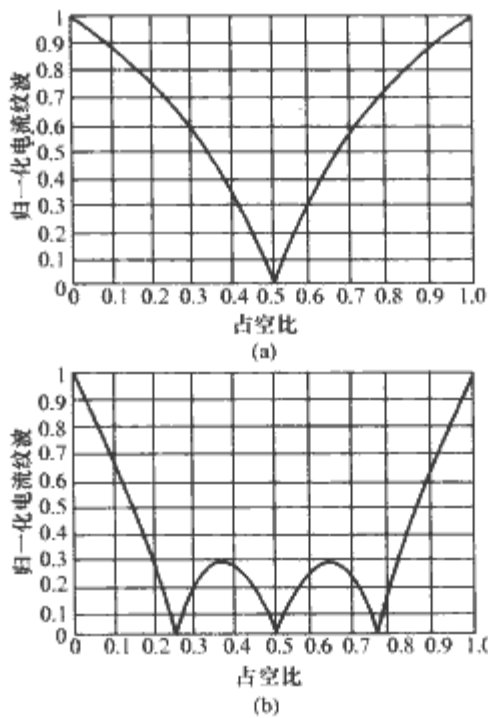


图 14.2-25 多相交错并联 Buck 变流器输出纹波与占空比的关系
(a) 2 相; (b) 4 相

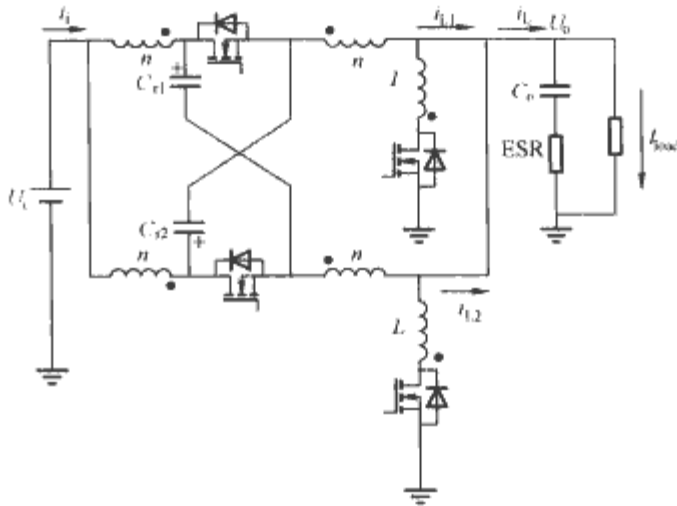


图 14.2-26 拓扑 2: 耦合电感交错并联 Buck 变流器

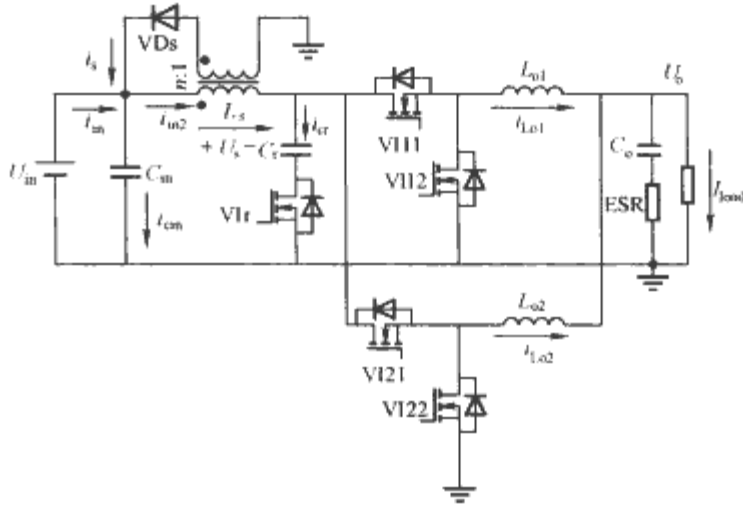


图 14.2-27 拓扑 3: 串联电压源降低母线电压的交错并联 Buck 变流器

表 14.2-5 电压调整模块 (VRM) 拓扑性能比较

拓扑类型	占空比	解耦程度	工艺制作	进线电流纹波	输出电流纹波	负载瞬态响应	预期效率
拓扑 1	D	完全解耦	简单	大	较小	不受影响	高

续表							
拓扑类型	占空比	解耦程度	工艺制作	进线电流纹波	输出电流纹波	负载瞬态响应	预期效率
拓扑2	$\frac{nD}{1-D}$	不解耦	复杂	小	小	不受影响	较低
拓扑3	$\frac{nD}{n-1}$	完全解耦	较简单	较小	较小	不受影响	较高

注 1. D 是常规 Buck 电路的占空比。
2. 工艺制作包括印制板布版、磁元件加工等各方面。

(5) 负载瞬态响应。负载瞬态响应好坏主要体现在 CPU 从休眠到起动或者是从正常工作到休眠时 VRM 输出电压的瞬态响应时间以及输出电压纹波。太大的纹波有可能导致 CPU 的损害。

(6) 预期效率。拓扑2虽然理论上可以实现高效率，但是由于工艺的影响以及驱动芯片的影响，实际的效率反而较低。根据上述分析和各项指标的综合分析可以看出，拓扑3是其中比较优选的拓扑。

4.2.2.2.2 改善 VRM 瞬态响应的电路

传统的 Buck 电路，尽管采用了交错并联技术和扩展占空比大等技术，但是为了满足瞬态响应要求，输出电感还是需要按照临界电感来设计，因此电感量偏小导致输出电流纹波较大、开关损耗大等缺点。一种解决的方案是采用辅助电路方法来提高瞬态响应，即正常工作时是采用大电感的主电路传递功率，而在瞬态时辅助电路起作用来改善瞬态响应。图 14.2-28 是采用变输出电感的 Buck 变流器的一种典型电路，其主要原理是在瞬态响应时，利用辅助电路将输出电感短路，只有漏感起作用，从而实现输出电感变小。图 14.2-29 是一种 Double-Buck 变流器。辅助的 Buck 电路具有较小的电感量，正常工作时不工作。只有当瞬态响应时切入吸收或者注入多余的能量。

对这两种拓扑的性能比较如表 14.2-6 所示。其中多相交错并联特性主要表现在拓扑1在多相交错并联时每相都需要加辅助电路，而拓扑2仅需一套辅助电路，因此拓扑2的交错并联特性较好。而 VRM 模块一般都需要多相交错并联来提供大电流，因此拓扑2的应用前景较好。因此在对瞬态响应要求非常高、对成本要求无所谓的应用场合，可以采用拓扑3和拓扑5结合起来构成性能较好的拓扑。

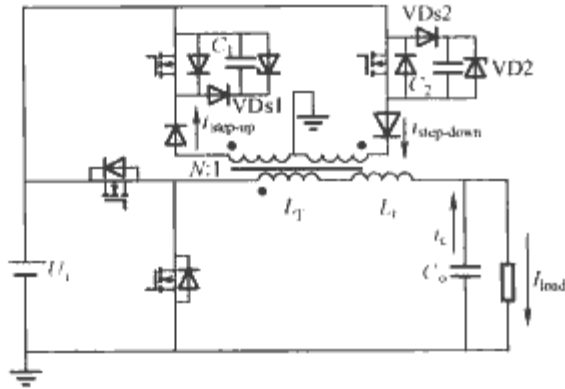


图 14.2-28 拓扑4：变输出电感 Buck 变流器

表 14.2-6 改善 VRM 瞬态响应的电路

拓扑类型	辅助电路结构	瞬态效果	辅助电路电流应力	多相交错并联性能	应用前景
拓扑4	复杂	好	小	差	差
拓扑5	简单	好	大	好	好

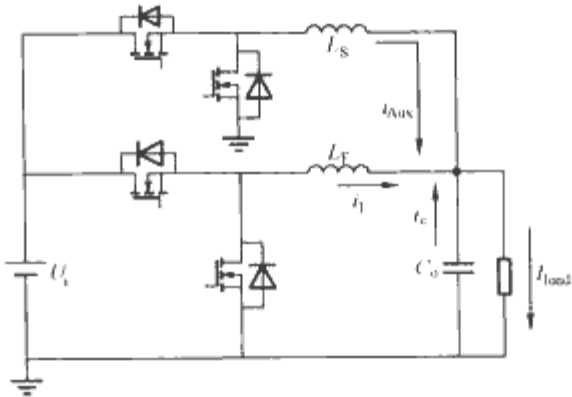


图 14.2-29 拓扑5：Double-Buck 变流器

4.3 隔离型 DC/DC 拓扑优选

隔离型的 DC/DC 模块，即俗称的 Brick DC/DC（砖块电源），作为工业界一种通用标准模块电源已经广泛地应用到了通信、网络、计算机等设备的供电系统中。世界上各大电源公司均推出了各自的 Brick DC/DC 产品，但是所采用的拓扑是五花八门。因为主流的 Brick DC/DC 是属于低电压输入的变流器，对软开关的依赖性不强，所以可选择的拓扑也比较多，对设计者来说要挑选出一个最佳拓扑是件很不容易的事。同时 Brick DC/DC 的电气规格正好和系统集成中中小功率 48~12V 及 48~3.3V 的标准模块基本吻合。所以研究 Brick DC/DC 的标准拓扑也就是研究中小功率 48~12V 及 48~3.3V 的标准模块的标准拓扑。

砖块电源从最早的全砖到半砖，然后又发展到 1/4 砖，直到目前主流的 1/8 砖，体积越来越小，功率密度越来越大。目前已有厂家推出了 1/16 砖的产品。输出电压也从 12V 到 5V、3.3V、2.5V、1.8V、1.5V。Brick DC/DC 的基本特点及由此对拓扑选择的要求可以概括为：①低压大电流输出——同步整流技术；②高功率密度——结构简单效率高；③输入电压变化范围宽——宽范围适应性。

为了便于后面的分析表述，首先对在 DC/DC 中常用的一些隔离型拓扑结构进行分类归纳：

- (1) 单象限工作的拓扑：主要有反激电路（包括双反激）、正激电路（包括双正激电路）、Sepic 电路等单端电路。
- (2) 双象限对称工作的拓扑：主要包括对称半桥电路、对称全桥电路、移相全桥电路、推挽电路等。
- (3) 双象限不对称工作的拓扑：主要包括不对称半桥电路、不对称全桥电路、正反激电路等。

对于隔离型拓扑而言，二次侧整流电路的结构对电路的性能影响非常大。不同的一次侧拓扑可以对应多种二次侧结构从而构成不同的拓扑。从标准化的角度出发，可以把一次侧拓扑与二次侧结构先分离开来进行研究，到最后再根据需求和不同的应用场合组合起来，就如同搭积木一样。这样模块的标准化和灵活性都可以得到加强。

图 14.2-30 中基本上包括了所有的电流型拓扑的二次侧整流电路。而图 14.2-31 是电压型拓扑的二次侧整流电路。所谓电流型拓扑是指变压器相当于一个电流源，如反激电路、双有源桥（DAB）拓扑等。而对于电压型拓扑，变压器相当于一个电压源。因此在整流后的输出还需要外接输出电感。

4.3.1 二次侧整流电路

- (1) 电流型整流电路结构。
 - 1) 峰值检波整流电路。图 14.2-30(a) 所示的峰值检波整流电路只适用于反激式电路，而图 14.2-30(b) 所示的峰值检波整流电路适用于隔离型的 Sepic 电路。峰值检波整流优

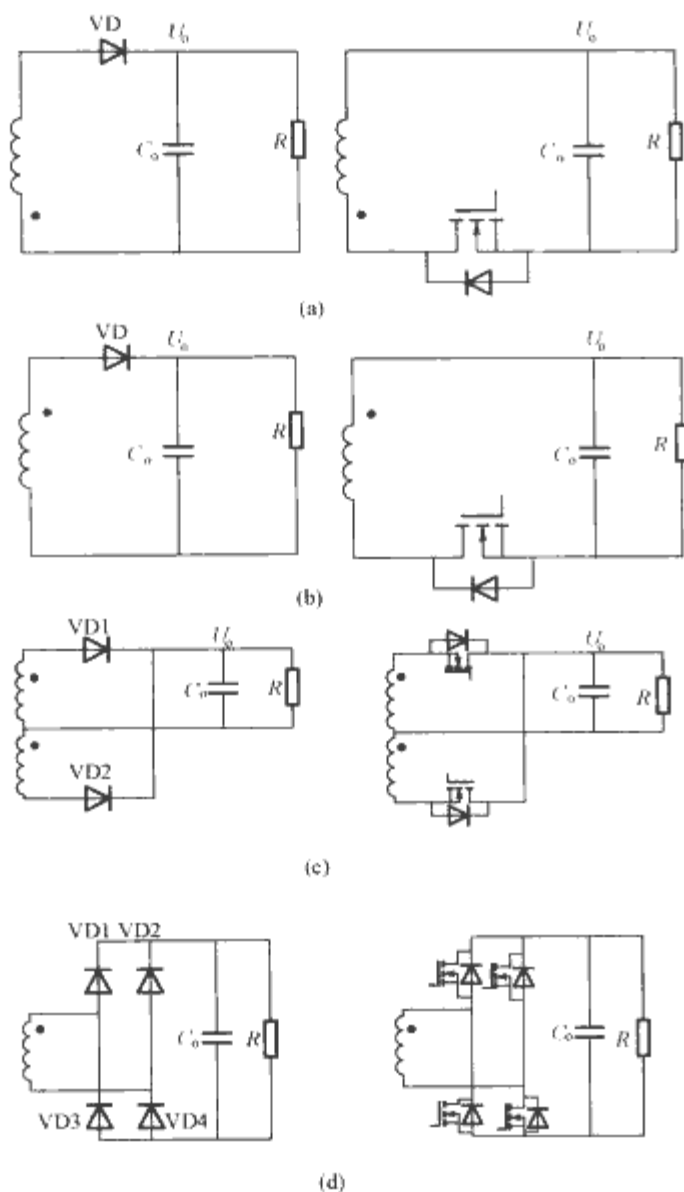


图 14.2-30 一次侧电流型二次侧整流结构
(a)、(b) 峰值检波整流电路；(c) 全波整流电路；
(d) 全桥整流电路

点是二次侧只有一个绕组一个整流管，因此结构简单、成本低。缺点是输出纹波大，输出容量要求大。

2) 电流型全波整流电路。大多数双象限工作的电流型拓扑都可以采用如图 14.2-30(c)所示的电流型全波整流电路。如单电感隔离型 Isolated Boost、双电感隔离型 Boost 电路，串联谐振电路包括 LC、LLC 谐振电路等。

3) 电流型全桥整流电路。所有双象限工作的电流型拓扑都可以采用如图 14.2-30(d)所示全桥整流电路。不过由于全桥整流下需要 4 个整流管，成本和体积都会增加，因此在小功率应用中一般不会采用这种结构。但是有些拓扑，如双有源桥拓扑，因为要控制一、二次侧移相，因此二次侧必须采用全桥整流，而且必须是有源开关。还有一种二次侧是三相的整流电路，目前只见于三相双有源桥拓扑中。

(2) 电压型整流电路结构：

1) 图 14.2-31 (a) 所示的是常见的电压型半波整流电路，通常用于单端正激电路。优点是元件较少，缺点是需较大的滤波电感。

2) 图 14.2-31 (b) 所示的是常见的电压型全波整流电路，用于变压器双象限工作的双端电路，如半桥、全桥、推挽、正反激电路等。采用全波整流电路，对输出电路而言等效频率增加了一倍，因此有利于滤波器的设计。缺点是需要两个变压器二次侧绕组，在低压大电流的场合变压器的设计难度增加，且变压器的二次侧绕组输出连接点增加会增加损

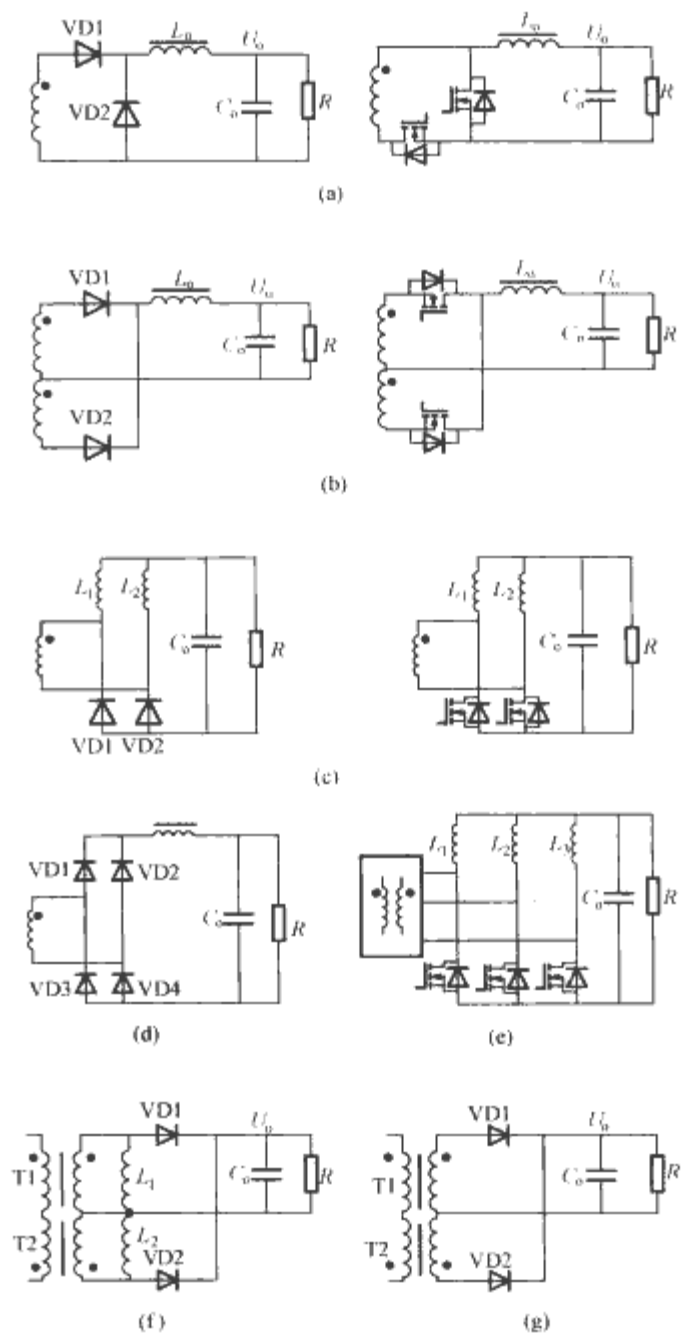


图 14.2-31 一次侧电压型二次侧整流结构

(a) 半波整流电路；(b) 全波整流电路；
(c) 倍流整流电路；(d) 全桥整流电路；
(e) 三倍流整流电路；(f) 双变压器倍流电路结构 1；
(g) 双变压器倍流电路结构 2

耗。不过这些缺点可以通过采用平面磁和磁集成技术得到改善。

3) 图 14.2-31 (c) 所示倍流整流电路同样适用于变压器双象限工作的拓扑。倍流整流电路可以从全波整流电路演变过来。与全波整流电路相比，它的优点是二次侧只有一个绕组，变压器结构简单。且变压器二次侧上流过的电流有效值小，铜损可以降低。缺点是需要两个输出电感，虽然每个电感的尺寸只有全波整流的一半，但是占用的面积和成本都会增加。但是如果采用磁集成技术，可以改善。

4) 图 14.2-31 (d) 所示的全桥整流电路一般用于输出电压比较高的场合。它的优点是二次侧只有一个绕组，变压器结构简单，器件电压耐量低。缺点是器件数量多，成本高。对于全波和倍流整流电路一个显著的优点是某些拓扑结构下二次侧整流器上的电流有效值可以减小。

5) 图 14.2-31 (e) 所示是一种三倍流整流电路。与倍流整流电路相比，二次侧整流管的电流有效值可以降低损耗可以适当减小。但是变压器结构复杂且二次侧绕组引线较长连接点多，导致损耗增加。而且控制稍显复杂，因此在小功率应用场合实用性不大。

6) 图 14.2-31 (f) 是一种双变压器结构的倍流电路。该结构可以与单变压器的倍流整流电路相互演变。这种结构可以应用在几乎所有的双象限工作的拓扑上,如不对称半桥、正反激电路、移相全桥或者是硬开关全桥和硬开关半桥等。它的优点是由于两个变压器是独立的,因此在不对称半桥中可以实现不对称匝比的倍流整流,从而提高效率;其次两个变压器可以集成在同一个磁心上面,如图 14.2-32 所示,因此可以实现高功率密度。

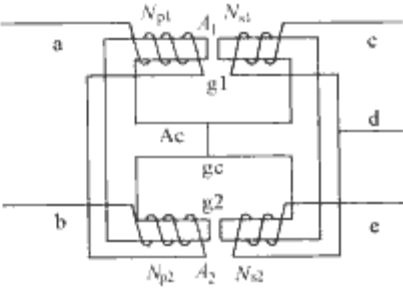


图 14.2-32 双变压器倍流整流磁路集成结构

表 14.2-7 给出了一些比较常用的隔离型的一次侧拓扑以及二次侧整流电路的组合。表中一些打了“×”的组合表示一般情况下不会采用。例如尽管双象限工作的拓扑如半桥、全桥等也能采用半波整流,但是一般情况下不会采用。否则变压器利用率降低,失去了采用这些拓扑的意义。

4.3.2 二次侧整流电压波形比较

对于一次侧是电压型拓扑而言,二次侧整流后的波形主要有以下 5 种,如图 14.2-33 所示。

- (1) 类型一: 这种类型整流后的电压波形如图 14.2-33 (a) 所示。
- (2) 类型二: 整流后的电压波形如图 14.2-33 (b) 所示,主要对应于一次侧双象限对称工作的拓扑结构+全波整流,或者倍流整流、全桥整流。
- (3) 类型三: 整流后的电压波形如图 14.2-33 (c) 所示,主要对应于一次侧双象限不对称工作的拓扑结构+全波整流,或者倍流整流、全桥整流。
- (4) 类型四: 图 14.2-33 (d) 是第四种类型的电压波形,主要对应于二次侧是半波整流的准谐振或多谐振电路。
- (5) 类型五: 图 14.2-33 (e) 是第五种类型的整流波形,主要对应于二次侧是全波整流的并联谐振电路或者串并联谐振电路。

表 14.2-7 一次侧拓扑+二次侧整流结构各种组合

类型	峰值检波	半波整流	全波整流	倍流整流 ^①	全桥整流
反激	✓	×	×	×	×
正激 ^②	×	✓	×	×	×
正反激	×	✓	✓	✓	×
推挽	×	×	✓	✓	✓
硬开关半桥	×	×	✓	✓	✓
互补半桥	×	×	✓	✓	✓
硬开关全桥	×	×	✓	✓	✓
移相全桥	×	×	✓	✓	✓

① 包括双变压器结构的倍流电路。
② 包括双正激电路。

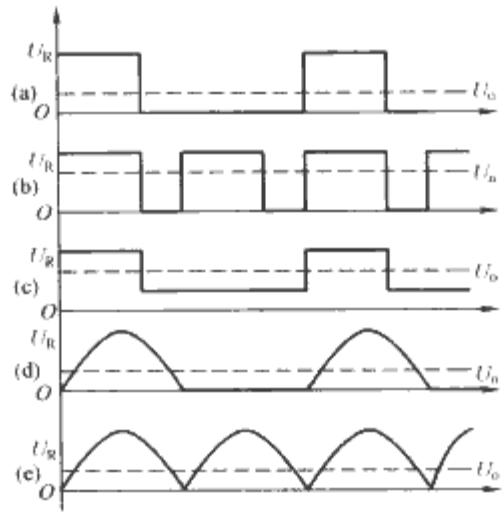


图 14.2-33 电压型拓扑二次侧整流波形

由于谐振型的拓扑如准谐振、多谐振或是 LCC 谐振近年来用得比较少,因此这里不作深入讨论。表 14.2-8 给出了前三种 PWM 二次侧整流波形对应的各种二次侧结构的一些指标的比较。

表 14.2-8 二次侧结构主要参数的比较

类 型	占空比 D	电感量 L	输出电感储能	二次侧整流管电流有效值		二次侧绕组电流有效值
类型一	$\frac{U_o}{U_g}$	$\frac{U_o(1-D_{min})T}{\Delta I_o}$	$\frac{1}{2}L \left(I_o + \frac{1}{2}\Delta I_o \right)^2$	$I_o \sqrt{D}$	$I_o \sqrt{1-D}$	$I_o \sqrt{D}$
类型二	全波整流	$\frac{U_o(1-D_{min})T}{2\Delta I_o}$	$\frac{1}{2}L \left(I_o + \frac{1}{2}\Delta I_o \right)^2$	$\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$	$\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$	$\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$ 或 $\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$
	全桥整流	$\frac{U_o(1-D_{min})T}{2\Delta I_o}$	$\frac{1}{2}L \left(I_o + \frac{1}{2}\Delta I_o \right)^2$	$\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$	$\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$	$I_o \sqrt{D}$
	倍流整流	$\frac{2U_o(1-D_{min})T}{\Delta I_o}$	$\frac{1}{2}L \left(\frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_o}{2} \right)^2$	$\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$	$\frac{\sqrt{1+D}}{2} I_o$	$\frac{I_o}{2}$
类型三	全波整流	$\frac{U_o(1-2D_{min})T}{2\Delta I}$	$\frac{1}{2}L \left(I_o + \frac{1}{2}\Delta I_o \right)^2$	$I_o \sqrt{D}$	$I_o \sqrt{1-D}$	$I_o \sqrt{D}$ 或 $I_o \sqrt{1-D}$
	全桥整流	$\frac{U_o(1-2D_{min})T}{2\Delta I}$	$\frac{1}{2}L \left(I_o + \frac{1}{2}\Delta I_o \right)^2$	$I_o \sqrt{D}$	$I_o \sqrt{1-D}$	I_o
	倍流整流	$\frac{U_o(1-2D_{min})T}{\Delta I_o}$	$\frac{1}{2}L \left(\frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_o}{2} \right)^2$	$I_o \sqrt{D}$	$I_o \sqrt{1-D}$	$\frac{I_o}{2}$

4.3.3 一次侧拓扑优选

通过对 Brick DC/DC 的电气规格的特点以及对拓扑选择的要求的分析,为 Brick DC/DC 推荐了正激类和半桥类拓扑作为候选拓扑。

4.3.3.1 正激类拓扑优选

正激类拓扑是小功率 DC/DC 变流器中最常用的拓扑。根据复位方式,可以分为谐振复位正激、第三绕组复位正激、RCD 复位正激、恒流源复位正激、有源钳位正激和双管正激等,如图 14.2-34~图 14.2-39 所示。对这六种正激拓扑性能比较如表 14.2-9 所示。根据比较结果可以看出,有源钳位综合性能最好,所以是正激拓扑类优选的拓扑。

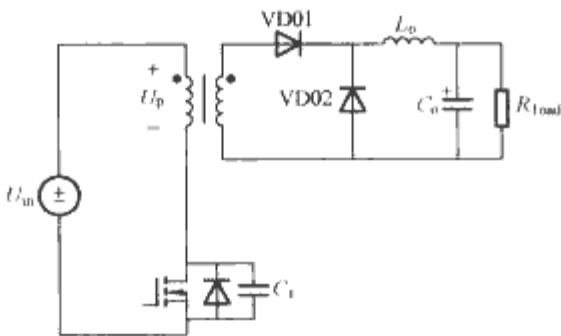


图 14.2-34 谐振复位正激

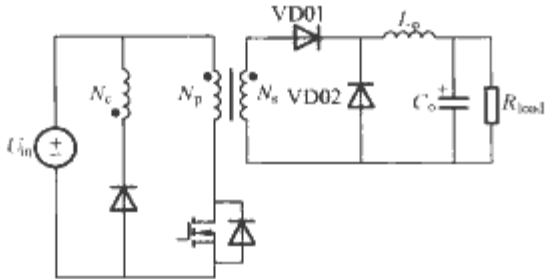


图 14.2-35 第三绕组复位正激

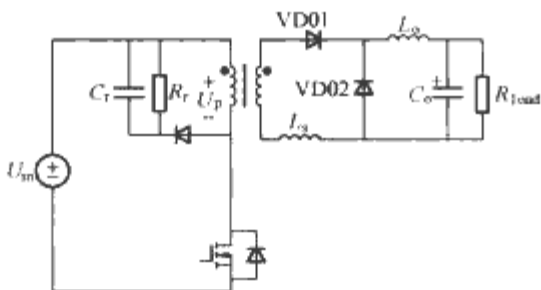


图 14.2-36 RCD 复位正激

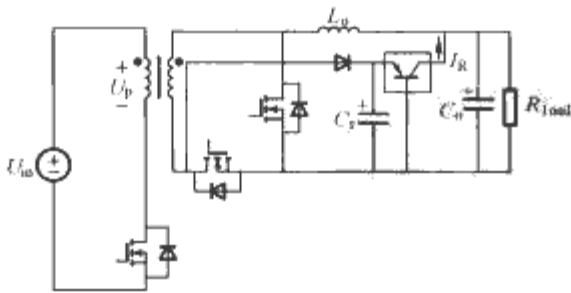


图 14.2-37 恒流源复位正激

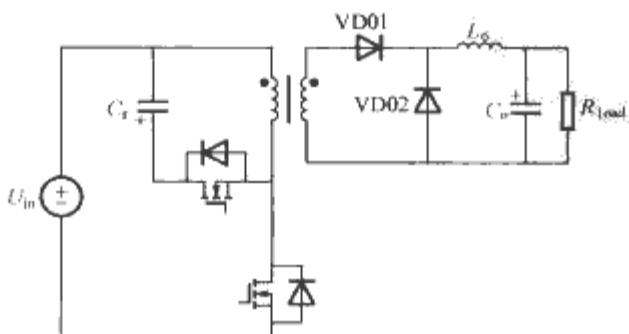


图 14.2-38 有源钳位正激

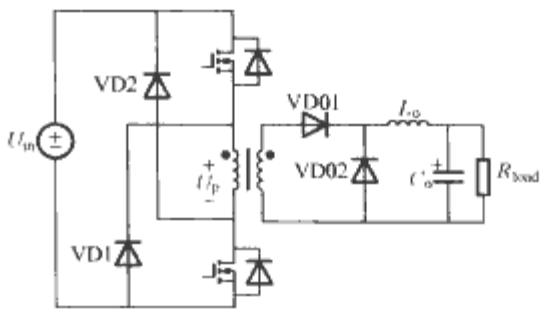


图 14.2-39 双管正激

表 14.2-9 六种正激变流器拓扑性能比较

拓扑	电路结构	直流磁偏	磁心损耗	去磁电路引入损耗	同步整流自驱动	主管电压应力	占空比
谐振复位正激	最简单	0	小	0	较难	高	0~100%
RCD 复位正激	简单	较大	较大	大	较难	较高	0~100%
第三绕组复位正激	简单	较大	较大	0	较难	较低	0~100%
恒流源复位正激	较复杂	较小	较小	大	较易	低	0~100%
有源钳位正激	较复杂	较小	较小	0	容易	低	0~100%
双管正激	简单	较大	较大	0	较难	最低	0~50%
无损吸收正激电路	较复杂	较大	较大	较大	较难	较高	0~100%

4.3.3.2 半桥类拓扑优选

半桥类拓扑主要包括 PWM 半桥和谐振半桥两大类。其中, PWM 半桥主要有对称半桥和不对称半桥两种,如图 14.2-40 所示。谐振半桥包括 LC 串联谐振、LC 并联谐振、LCC 谐振和 LLC 谐振半桥等若干种,这里只提取出适合 Brick DC/DC 的 LLC 谐振半桥参与优选,如图 14.2-41 所示。对半桥类变流器拓扑的性能比较如表 14.4-10 所示。根据比较结果可以看出, LLC 谐振半桥由于二次侧电流应力较大, SR 同步驱动难以实现,因此适用于二次侧输出高压的场合,不适合 Brick DC/DC 模块。不对称半桥的主要缺点来自于其宽范围适应性较差,而且由于存在与输出电流成

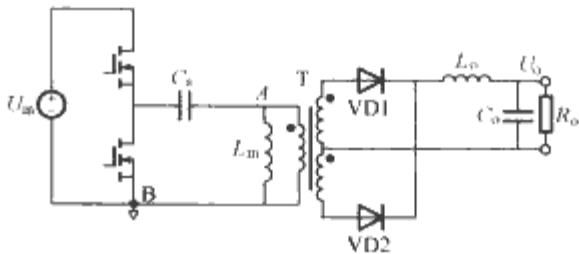


图 14.2-40 PWM 半桥（对称半桥或不对称半桥）

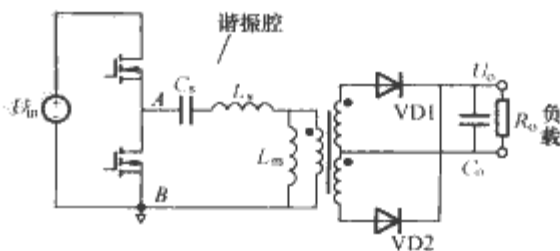


图 14.2-41 LLC 谐振半桥

比例的直流偏磁，因此变压器需要开气隙，限制了其励磁电感，导致一次侧通态损耗增加，不适合低压大电流的 Brick DC/DC 电源。对称半桥虽然一次侧是硬开关，导致开关损耗增加，但是综合性能适合 Brick DC/DC 电源，因此在半桥类拓扑中优选其作为优选拓扑。

表 14.2-10 三种半桥变流器拓扑性能比较

拓 扑	电路结构	直流磁偏	SR 复杂程度	一次侧效率	二次侧效率	宽范围适应性
对称半桥	简单	0	较难	低	高	较好
不对称半桥	简单	较大	容易	低	较高	差
LLC 谐振半桥	较复杂	0	难	高	较低	好

根据前面初选结果，对正激类中的优选拓扑有源钳位正激和半桥类中的优选拓扑对称半桥进行进一步比较，如表 14.2-11 所示。有源钳位正激中“△”相对较少，因此选择其作为隔离型 Brick DC/DC 的标准拓扑。

表 14.2-11 两种比较适合的变流器拓扑性能比较

类型	一次侧复杂程度	SR 复杂程度	一次侧效率	SR 效率	动态	宽范围适应性
有源钳位正激	☆	☆☆	☆	△	△	☆
对称半桥	△	△	☆	☆	△	△

注 ☆ 性能好；△—性能较差。

4.3.4 二次侧同步整流拓扑优选

在中小功率低压输出的应用场合，损耗的主要部分集中在二次侧，即二次侧整流管的损耗。如果整流管采用二极管，即使是当今最好的肖特基二极管，其正向导通压降也有 0.3V。如果二次侧输出 10A 的电流，则损耗有 3W 左右。对于越是低压的输出场合，这部分损耗所占的比重就越大。而同步整流技术，采用低导通电阻的 MOS 管作为整流管，可以在一定范围内大大减小整流管的损耗，因此已经在中小功率低电压的场合得到了广泛应用。但是同步整流管的应用受到耐压、驱动方案以及一次侧拓扑等一系列因素的限制。例如在高输出电压的场合，由于同步整流管需要选择较高耐压的 MOS 管，而 MOS 管耐压越高，其导通电阻也会随之增大。因此输出超过 16V 的场合一般会选用二极管而不会采用同步管；而 MOS 管的门极同样有耐压限制，超过一定电压会将门极击穿，而门极电压过低，阈值会使 MOS 通态电阻变大甚至无法导通，因此在输出电压非常低或者输出电压很高的场合，同步管的驱动方案都会较为复杂。并且，一次侧的拓扑结构也同样会影响同步整流的应用，如一次侧反激电路拓扑的同步整流比正激电路之类的 Buck 型拓扑难以实现，因此需要对同步整流方案进行分析和比较，针对不同的应用场合找出适用于系统集成的最优化的同步整流方案。

对现有同步整流驱动方案的大致分类如图 14.2-42 所

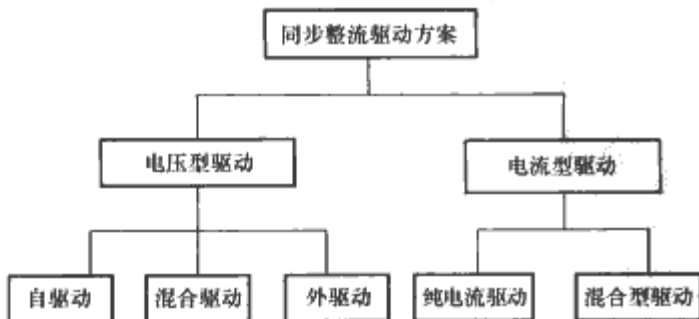


图 14.2-42 同步整流驱动方案分类

示。根据驱动信号的类型可以将驱动方案分为电压型和电流型两大类。按照驱动信号的来源，电压型驱动有自驱动（Self-driven）、混合驱动（Hybrid-driven）和外驱动（External-driven）三种方式；而电流型驱动可以分为纯电流型驱动和混合型驱动两种方式。其中混合驱动是指将自驱动方案与外驱动方案结合起来的驱动方案。如同步管的导通由自驱动实现，而关断则由外驱动实现。这种方法在一次侧是对称结构中应用得比较多。

4.3.4.1 不对称拓扑同步整流驱动方案优选

对于一次侧不对称的结构中，如正激、正反激、不对称半桥等，在驱动方案选择上与对称半桥和对称全桥这些拓扑存在区别，因此分别进行优选。适用于不对称拓扑的同步整流驱动方案如图 14.2-43 所示。

表 14.2-12 不对称拓扑的同步整流驱动方案比较

驱动方案	复杂性	能否实现互补波形	体二极管损耗	适用拓扑通用性	应用前景
传统的自驱动方案	简单	否	大	差	差
第三绕组驱动方案	较简单	否	大	差	差
输出电感绕组驱动方案	较简单	否	较大	差	差
电荷保持驱动方案	较简单	是	较小	较好	一般
互补门极驱动方案	较简单	是	较小	较好	较好
外驱动方案	复杂	是	较小	好	一般
预启动的外驱动方案	复杂	是	0	好	一般
电流型驱动方案	复杂	是	0	好	好

对不对称拓扑的同步整流驱动方案比较如表 14.2-12 所示。由于一些不对称拓扑，如谐振复位正激、第三绕组复位正激等拓扑，变压器波形存在较大的死区，因此不能实现互补门极驱动波形，在死区时间同步整流管的体二极管导通导致较大的损耗，如传统的自驱动方案、第三绕组驱动方案和输出电感绕组驱动方案等。但是仅实现互补门极驱动波形在低压大电流的 Brick DC/DC 中，由于变压器存在漏感，导致同步管之间存在换流，因此需要同步管驱动波形存在共通区间。电荷保持法、互补门极驱动和外驱动方案都仅能实现互补的门极驱动波形，因此还是存在同步管体二极管导通的问题，很难实现高效率。预启动的外驱动方式采用专用驱动芯片 IR1176，利用改良的锁相环路将二次侧同步整流 MOSFET 的开关频率锁定为一次侧开关动作。这样便可预先启动二次侧 MOSFET，并编程控制开关过渡时间、死区时间以及栅驱动信号的重叠。预先启动 MOSFET 有助消除寄生二极管导通效应，确保所有输出电流通过已被驱动的 MOSFET 通道传输。这种驱动方法的优点是同步管的 PWM 信号无需从一次侧得到，因此不存在信号的隔离和传输延时问题。此外，理论上可以控制二次侧同步管的二极管导通效应。它的缺点是由于预启动的时间是固定的，因此只有一个最优点。在此最优点之外仍然存在同步管体二极管导通的情况，甚至同步管共通的问题。电流型驱动方案通过检测流过同步管的电流来得到驱动同步管的时序。当有电流通过同步管的体二极管从源极流过漏极，同步管需要马上导通。当电流减小到零，同步管需要立刻关断。

与电压型驱动相比，电流型驱动的优点是与拓扑特性无

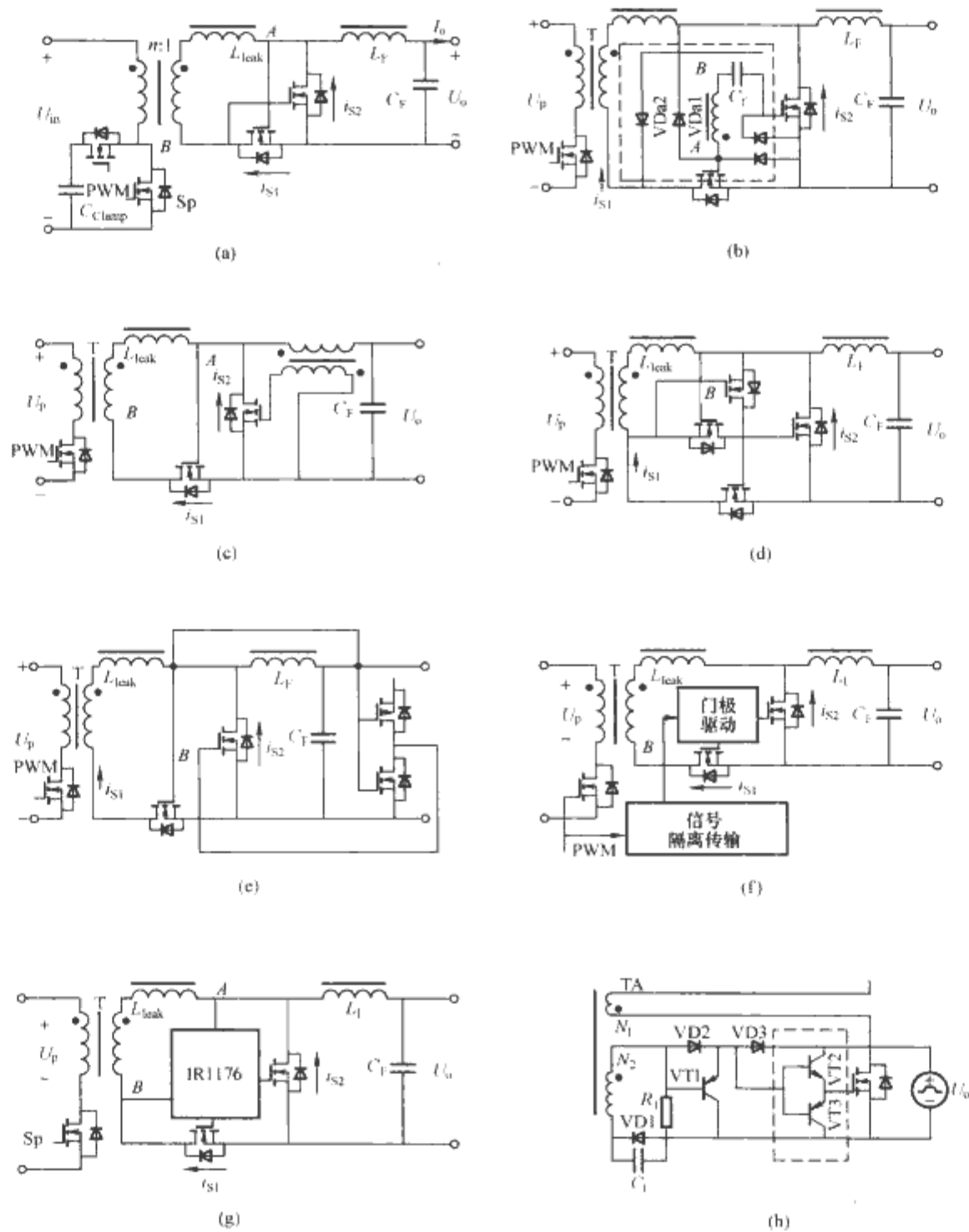


图 14.2-43 不对称拓扑的同步整流驱动方案

(a) 传统的自驱动方案；(b) 第三绕组驱动方案；(c) 输出电感绕组驱动方案；(d) 电荷保持驱动方案；
(e) 互补门极驱动方案；(f) 外驱动方案；(g) 预起动的驱动方案；(h) 电流型驱动方案

关，可以近似实现无同步管体二极管导通，从而实现高效率。缺点是采用电流型驱动需要电流检测元件如电流互感器，但是可以通过在一次侧采样电流来减小电流检测元件的体积和损耗。因此电流型驱动是比较优选的一种驱动方案。

4.3.4.2 对称拓扑同步整流驱动方案优选

对于对称半桥和对称全桥等对称拓扑，变压器波形存在死区，而在死区时间，输出电流由输出整流管同时承担。如果采用如图 14.2-44 (a) 所示的自驱动方案，则同步整流管在死区时间没有驱动波形，因此体二极管流过输出电流，产生较大损耗。图 14.2-44 (b) ~图 14.2-44 (h) 的驱动方案可以在死区时间产生驱动波形，从而很好地解决体二极管导通的问题。

对各种对称拓扑的同步整流驱动方案的性能比较如表 14.2-13 所示。根据比较结果可以看出，尽管图 14.2-44 (b) 所示的驱动方案只能得到阶梯状的驱动波形，即在死区段的驱动电压只有非死区段的 1/2，对同步管性能稍有影响，但是其结构最简单也最稳定，因此是最优选的一种

方案。

表 14.2-13 对称拓扑的同步整流驱动方案比较

驱动方案	复杂性	能否实现死区驱动	驱动波形	实用性	应用前景
传统自驱动方案	简单	否	方波	差	差
辅助绕组自驱动电路	较简单	是	阶梯波	好	好
双辅助绕组自驱动方案	较简单	是	阶梯波	较好	一般
改进的辅助绕组自驱动方案	较简单	是	方波	较好	一般
混合驱动方案一	复杂	是	方波	差	差
混合驱动方案二	复杂	是	方波	差	差
外驱动方案	较复杂	是	阶梯波	较好	一般
改进的外驱动方案	较复杂	是	方波	较好	一般

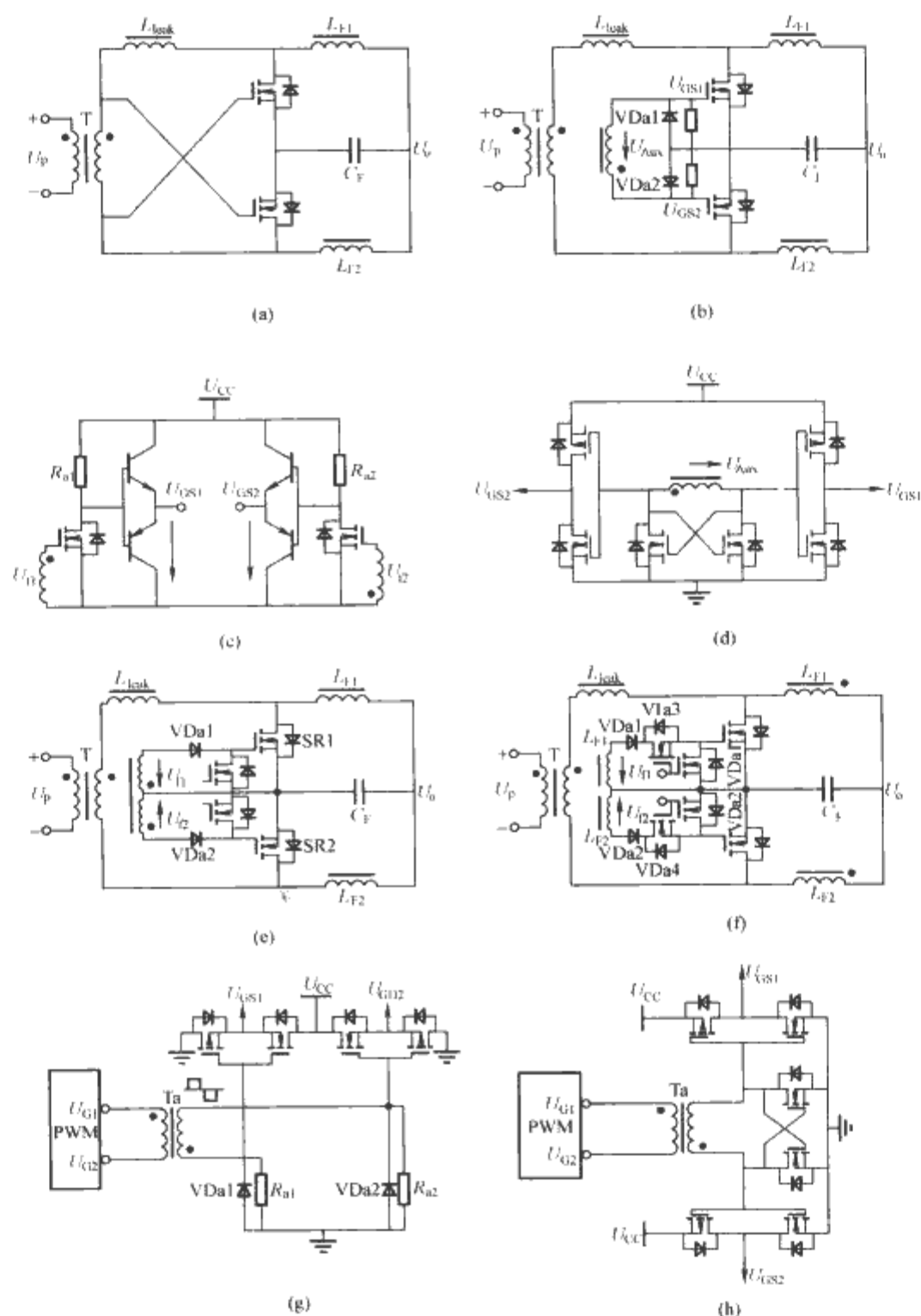


图 14.2-44 对称拓扑的同步整流驱动方案

- (a) 传统自驱动方案；(b) 辅助绕组自驱动电路；(c) 双辅助绕组自驱动方案；(d) 改进的辅助绕组自驱动方案；
(e) 混合驱动方案一（变压器辅助绕组开通）；(f) 混合驱动方案二（电感辅助绕组开通）；
(g) 外驱动方案；(h) 改进的外驱动方案

5 中功率 DC/DC 拓扑优选及标准化

基于标准模块的分类原则及目前主要应用场合的归纳，中功率 DC/DC 变流器标准模块的主要应用针对 400V 母线以及 700V (800V) 输入母线等级以及单路 220/110V、48/24V 输出电压等级，功率在 1~10kW 之间，适用于目前主流的通信、电力以及大部分工业应用的场合。

5.1 隔离型直流变换拓扑优选及标准化

隔离型中功率 DC/DC 变流器常用的拓扑主要有全桥、半桥、双正激和推挽等形式。对推挽拓扑，虽然结构简单，但存在一次侧开关管寄生振荡、一次侧开关器件耐压高（大于 2 倍输入电压）、变压器磁平衡问题、软开关实现困难等缺点，其性能相对其他拓扑而言就比较差，应用不广。正激变流器有单管正激电路和双正激电路两种。单管正激变流器其功率等级一般在 1kW 以下。对双正激变流器，其突出的

优点就是可靠性高，在一些特殊场合有较广泛的应用。虽然双正激电路其输出功率可以做得比较大，但由于其磁性元件的利用率低，超过 1kW 功率等级时一般会采用两个双正激变流器的交错并联，其性能与全桥拓扑相仿，但复杂程度有所增加。因此，在 1kW 以上的中功率场合，双正激电路较少被采用。基于所提出的 DC/DC 变流器拓扑初步筛选的四个标准，全桥拓扑是最适合中功率场合应用的拓扑，适合成为中功率标准模块拓扑的候选。在对众多的全桥拓扑进行进一步筛选时，除了要考虑上述四个初选标准之外，还应该结合考虑下列各项指标：

- (1) 拓扑的频率适应特性（是否适应高频化趋势）。
- (2) 变换效率，拓扑损耗，器件应力，谐波污染方面的比较。
- (3) 拓扑及控制的复杂性、成本。
- (4) 拓扑的可集成性，包括有源和无源元件。
- (5) 拓扑的可靠性，包括短路、限流、恒功率等运行状

态下拓扑的可靠性。

(6) 拓扑的串、并联，级联拓展潜力；标准选件的扩充性。

(7) 通过软件定义、硬件连接模式的选择扩大标准模块的普适性和可能性。

对全桥拓扑，按照器件的电压应力与输入电压的关系，又可以分为二电平以及多电平结构。对 DC/DC 拓扑而言，控制复杂程度随电平数目的增加而增加，因此在 DC/DC 变换场合，主要采用三电平拓扑。通常，二电平结构适合 400V 输入等级，三电平适合 700V（或 800V）母线等级。

5.1.1 二电平拓扑

由于母线电压等级为 400V，软开关拓扑是优选的拓扑。全桥拓扑符合控制性软开关的全部要求，对 PWM 控制而言，可以通过门极驱动信号的移相控制，实现开关管的 ZVS。由于其结构简单，无需额外的辅助开关可以获得，因此被广泛采用。对移相控制的全桥拓扑，其拓扑种类也有很多，可以分为 ZVS 移相全桥和 ZVZCS 移相全桥两种。其他软开关拓扑包括谐振型软开关、混合型全桥 ZVS 电路、PWM-ZCS 全桥等类型。各类拓扑均有各自的特点，为了得到标准模块的最优拓扑，针对 400V 等级输入电压，在所述拓扑初选的基础上，首先按照分类对各类全桥拓扑做了详细的分析和比较，如图 14.2-45 所示。

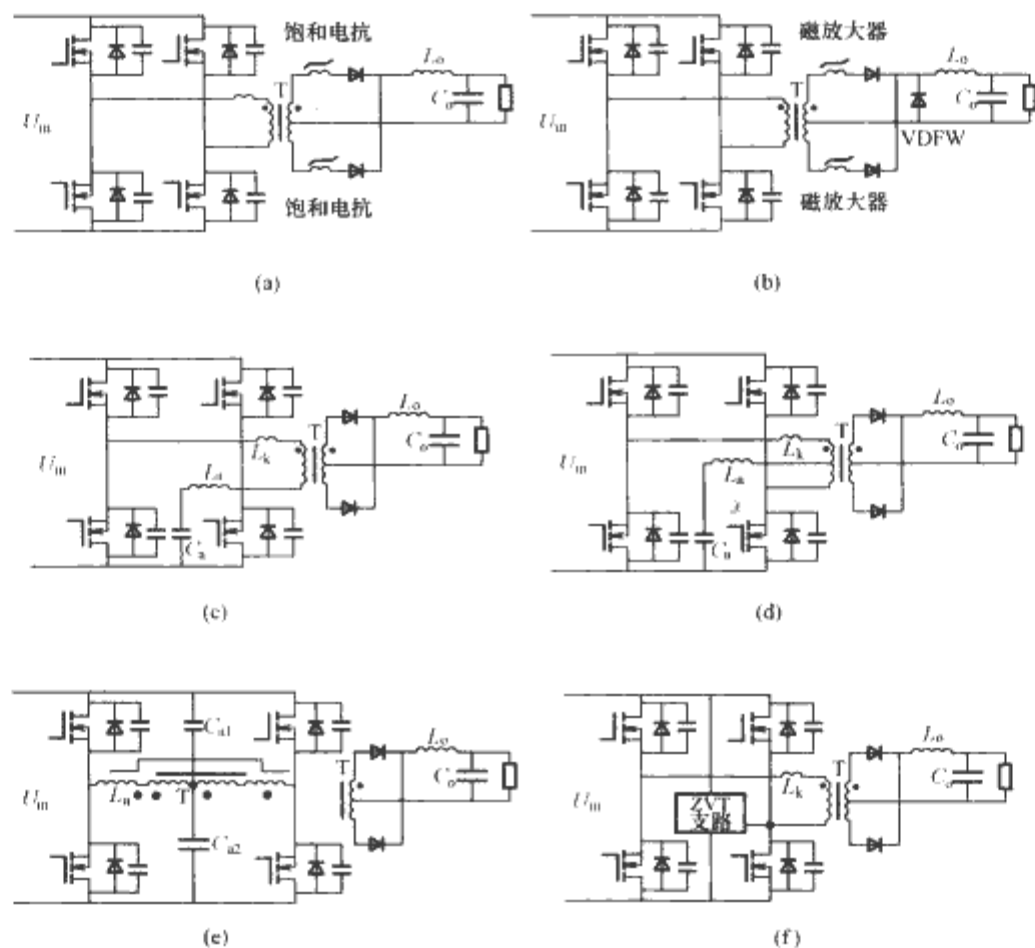


图 14.2-45 标准化候选的软开关全桥 DC/DC 变流器拓扑（一）

- (a) 拓扑 1：采用二次侧饱和电感的 ZVS 移相全桥；(b) 拓扑 2：采用二次侧磁开关的 ZVS 移相全桥；
(c) 拓扑 3：采用无源辅助网络的 ZVS 移相全桥；(d) 拓扑 4：采用无源辅助网络的 ZVS 移相全桥；
(e) 拓扑 5：采用无源辅助网络的 ZVS 移相全桥；(f) 拓扑 6：采用有源辅助网络的 ZVS 移相全桥

ZVS 移相全桥中，一类拓扑是采用饱和电感或者磁开关的方式，在此类拓扑中，性能较为突出的拓扑如图 14.2-45 (a) 和 14.2-45 (b) 所示。拓扑 1 和 2 采用二次侧串入磁元件的方法，突出的优点就是拓扑结构简单，二次侧不需要额外的吸收电路，ZVS 特性好。对拓扑 1，二次侧采用饱和电感，所以其频率不能太高，一般在 100kHz 以下，而且其功率不能太大，一般应用在 3kW 以下的场合。对拓扑 2，其输出采用磁开关，需要额外的控制电路，由于采用二次侧控制，其更适合作为多路输出的拓扑候选。同样，其开关频率不能太高，一般也在 100kHz 以下，功率在 3kW 以下。对这两个拓扑，由于饱和电感或磁开关的体积与阻断的伏秒时间有关，因此，适合低输出电压的场合，而不适合高输出电压的场合。因此输出电压的适应性不佳。而且拓扑 2 更加适合多路输出的场合，因此不适合作为中功率标准拓扑。

图 14.2-45 中，拓扑 3、4 和 5 是采用无源辅助网络的 ZVS 移相全桥拓扑。这三个拓扑，开关频率都可以做得比较高，但由于存在二次侧二极管反向恢复问题和寄生振荡问

题，一般频率在 200~300kHz 以下。由于采用 MOSFET 作为主开关，其功率通常在 5kW 以下。相对而言，拓扑 3 具有更好的适应性，拓扑 4 在有保持时间要求的场合有较好的性能。从拓扑结构上讲，拓扑 3 和 4 可以完全统一，其唯一的差别在于无源辅助网络的连接点不同，其他性能一致，因此可以合并为一种拓扑。拓扑 5 是拓扑 4 的一个改进，具有更好的起动特性，两者的性能基本一致，但其磁元件可集成性相对较差，不适合作为标准拓扑。

图 14.2-45 中，拓扑 6 采用有源辅助网络的移相全桥拓扑，辅助网络的引入主要是为了改善滞后臂的软开关效果。其拓扑的复杂性由于有源辅助开关的引入而大大增加。在 3kW 以下的应用场合，其优势不明显，只在一些高性能的应用场合，有一定的应用。拓扑 6 的频率适应性与拓扑 3~拓扑 5 相仿，其主要优点就是辅助网络引起的导通损耗减少了，一般应用在功率较大并且辅助网络电流较大的场合。在中功率场合，其在效率、器件应力等方面相对无源辅助网络优势不明显，而且控制及拓扑结构复杂，不适合作为标准拓扑。

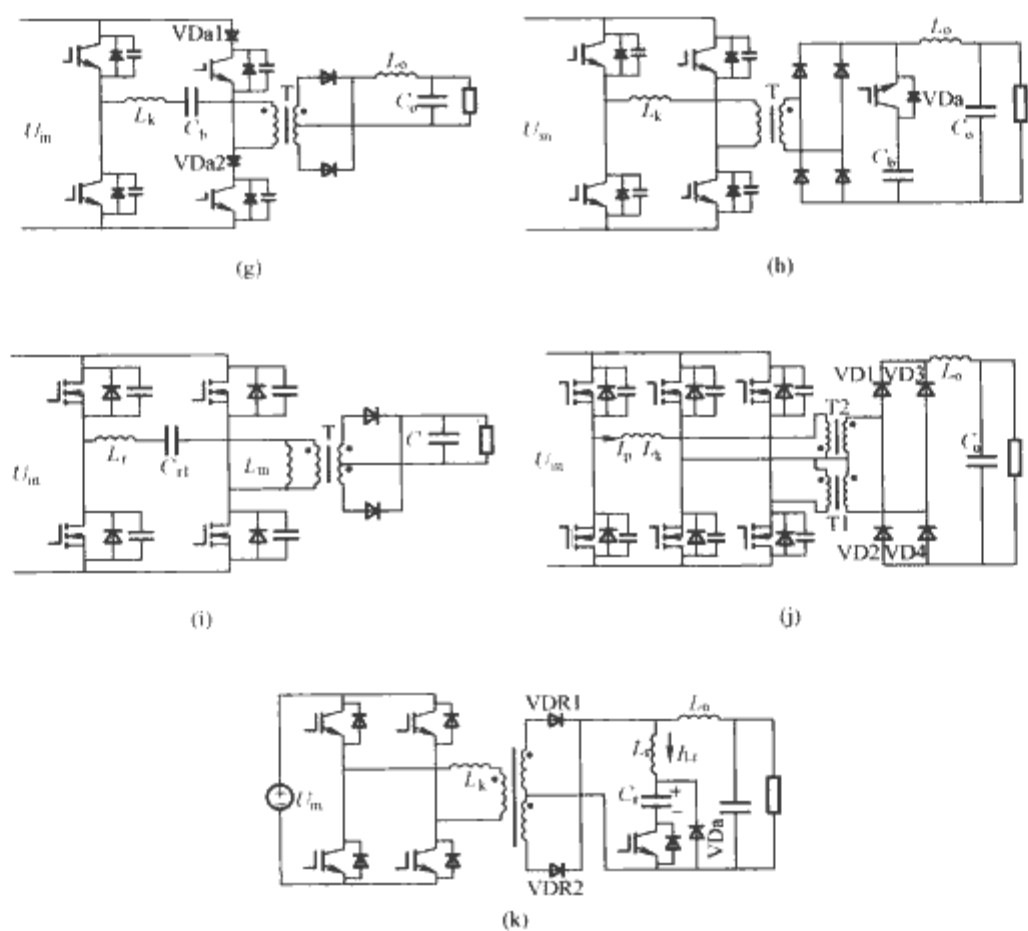


图 14.2-45 标准化候选的软开关全桥 DC/DC 变流器拓扑 (二)
(g) 拓扑 7: 一次侧串二极管的 ZVZCS 全桥; (h) 拓扑 8: 二次侧采用辅助网络的 ZVZCS 全桥;
(i) 拓扑 9: LLC 谐振变流器; (j) 拓扑 10: 混合型 ZVS 全桥; (k) 拓扑 11: ZCT 全桥

对图 14.2-45 中, 拓扑 3~拓扑 6, 在系统集成中, 如果将辅助网络做成标准附件, 其拓扑结构是完全统一的, 因此, 采用移相全桥拓扑及辅助网络的拓扑可以看成是一种标准拓扑的结构。通常无源辅助网络由于简单、性能较好更适合作为标准附件。

图 14.2-45 中, 拓扑 7 和拓扑 8 是 ZVZCS 移相全桥拓扑。拓扑 7 结构简单, 但占空比丢失大, 一次侧导通损耗大, 不适合应用在宽输入范围的场合, 适合在小占空比条件下工作, 如恒流性质负载的场合。由于存在二次侧二极管反向恢复问题和寄生振荡问题, 一般频率在 200~300kHz 以下。对 ZVZCS 拓扑, 由于采用 IGBT 作为主开关管, 其功率一般更适合在 3kW 以上的场合。拓扑 8 各方面性能均优于拓扑 7, 但由于引入辅助开关, 其控制的复杂性和拓扑的复杂性增加, 而且由于辅助开关存在开关损耗, 因此其频率不能太高, 一般在 100kHz 以下, 功率一般在 5kW 以上。

在图 14.2-45 中, 对拓扑 8, 其辅助网络也可以作为标准附件, 这样, 其拓扑结构与拓扑 3~拓扑 6 就一致了。对某些特殊的场合, ZVZCS 的辅助网络也可以采用其他形式的无源 ZVZCS 辅助网络, 使拓扑的适应性更好。

图 14.2-45 中, 拓扑 9 是谐振型拓扑, 频率适应性很好, 开关频率甚至可以达到 1MHz, 但其输出电压范围不能太宽, 对有保持时间要求的场合特别适用, 因为其效率可以在正常工作点下优化。另外, 由于拓扑 9 的输出二极管电压应力低, 适合高输出电压的应用场合。拓扑 9 的主要缺点在电路的起动、短路和限流工作时, 容易造成工作电流过大。另一方面, 由于采用谐振技术, 一次侧电流较大, 因此其功率等级一般在 5kW 以下。

图 14.2-45 中, 拓扑 10 的最大特点就是可以大大减小输出滤波器的尺寸, 提高输入电压的利用率。但拓扑结构稍微显得复杂。拓扑 10 由于其属于混合型结构, 其控制方式有其特殊之处, 更加适合数字控制, 对拓扑的各种输入/输出特性相对需要更多的实验, 尚待进一步研究。

出特性相对需要更多的实验, 尚待进一步研究。

在图 14.2-45 中, 拓扑 11 是 ZCS 全桥拓扑, 可以采用 IGBT 作为开关器件, 因此其适应的功率等级较大, 一般在 5kW 以上。但由于存在谐振电流, 在 20kW 以上的场合, 其电流应力会造成器件选择困难, 因此该拓扑一般适合 5~20kW 的应用场合。由于采用 IGBT 作为开关, 其频率一般在 100~200kHz 以下。

图 14.2-45 中候选拓扑的一些主要特点见表 14.2-14。

表 14.2-14 候选拓扑的简单总结

拓扑类型	特点、应用场合	开关频率
拓扑 1	结构简单, 无需输出吸收电路, 3kW 以下功率等级, 更适合低输出电压的应用场合	受饱和和电感损耗限制, 适合 100kHz 以下
拓扑 2	与拓扑 1 结构一致, 性能接近。以磁开关取代饱和电感, 需要额外的控制电路, 适合多输出场合	受磁开关损耗限制, 适合 100kHz 以下
拓扑 3	存在输出二极管的反向恢复和电压振荡问题, 软开关特性好, 拓扑结构简单, 适合 5kW 以下功率等级	受二次侧二极管特性的影响, 适合 200~300kHz 以下开关频率
拓扑 4	拓扑 3 的一个变形, 拓扑结构兼容, 辅助网络的接入点不一样, 相对拓扑 3, 更适合有保持时间等要求的拓扑, 不适合输入变化范围宽的应用场合	
拓扑 5	拓扑 4 的一个变形, 具有更好的起动特性, 性能基本一致, 但拓扑结构上略有差别	
拓扑 6	采用有源辅助网络, 辅助网络导通损耗小, 但拓扑结构复杂, 适合 5kW 以上、辅助网络电流较大的场合	受二次侧二极管和辅助网络的影响, 适合 200~300kHz 以下开关频率

续表

拓扑类型	特点、应用场合	开关频率
拓扑 7	拓扑结构简单, 但占空比丢失大, 一次侧导通损耗大, 适合恒流性质负载的场合, 不适合宽输入范围的应用, 功率一般在 3kW 以上	受二次侧二极管特性的影响, 适合 200 ~ 300kHz 以下开关频率
拓扑 8	ZVZCS 软开关特性好, 占空比丢失小, 输出二极管电压钳位, 但控制相对复杂, 适合 5kW 以上的应用场合	由于辅助开关是硬开关, 开关频率适合在 100kHz 以下
拓扑 9	ZVS 特性好, 输入适应性好, 特别适合有保持时间要求的应用场合; 输出整流二极管电压应力低, 适合高输出电压的场合, 但不适合宽输出范围的应用场合。在短路、启动和限流状态时, 工作电流较大。适合 5kW 以下应用场合	全负载范围的 ZVS, 而且可以实现二极管的软开关, 特别适合高频应用, 开关频率可以很高 (1MHz 或以上)
拓扑 10	输出滤波器尺寸小软开关特性好。一部分电压不加控制直接传输到二次侧, 输入电压利用率高, 但控制相对较复杂。其小信号特性尚待进一步研究。适合 5kW 以下应用场合	受二次侧二极管特性的影响, 适合 200 ~ 300kHz 以下开关频率
拓扑 11	适合 IGBT 器件, 可以实现开关管的 ZCS 和二极管的软换流, 拓扑结构简单。适合 5~20kW 应用场合	采用 IGBT 器件, 其开关频率一般在 100 ~ 200kHz 以下

注 对高输入电压应用场合, 可以采用上述拓扑对应的三电平全桥拓扑, 其性能不变。

图 14.2-45 所示各种拓扑的一次侧结构具有相似性, 其基本结构就是全桥拓扑, 二次侧整流电路可以根据不同的输出条件选取。基本的输出整流电路有三种: 全波整流、全桥整流以及倍流整流 (必须有输出滤波电感, 不适合拓扑 9)。

另外, 为进一步优选拓扑, 还需要对拓扑的效率、器件应力、复杂性、可集成性以及频率特性等方面进行了比较, 图 14.2-45 中候选拓扑 (部分) 性能指标评价如表 14.2-15 所示。

表 14.2-15 候选拓扑 (部分) 性能指标评价						
比较指标	拓扑 3	拓扑 5	拓扑 7	拓扑 8	拓扑 9	拓扑 11
器件应力	一般	一般	一般	好	好	好
变换效率	一般	一般	一般	一般	高	较高
复杂性	一般	较复杂	简单	较复杂	简单	较复杂
频率特性	200~300 kHz 以下	200~300 kHz 以下	200~300 kHz 以下	100kHz 以下	可达 1MHz 以上	100~200 kHz 以下
可集成性	一般	一般	一般	一般	好	一般
功率等级	5kW 以下	5kW 以下	3kW 以上	5kW 以上	5kW 以下	5kW 以上

通过上述比较, 基于前面的分析, 图 14.2-45 中拓扑 3、7、9 以及拓扑 11 适合作为标准拓扑。需要说明的是, 拓扑 11 适合于功率较大的以 IGBT 为开关器件的场合。

通过将辅助网络组成标准附件的方法或者更改辅助网络的连接点的方式改变拓扑结构, 可以进一步增加标准拓扑的适应范围, 使之适合更多的应用场合, 如拓扑 3 和拓扑 4 可以完全统一。

5.1.2 三电平拓扑

宽输入输出范围的适应性是实现标准模块宽适应性和多用途性的一项关键技术。在高输入电压等级下, 开关器件的导通电阻 (如 MOSFET)、通态压降 (如 IGBT) 和开关性能随电压等级的增加而变差。通过多电平的方法, 可以将器

件的耐压降低为原来的 $1/N$ 。过多的电平数会增加拓扑和控制的复杂程度, 在 DC/DC 应用场合, 三电平在不增加拓扑和控制复杂性的前提下, 将器件的耐压降低为原来的一半。这在高输入电压下, 极具吸引力。

一般来讲, 任何拓扑都存在其对应的三电平拓扑, 对应的三电平开关单元如图 14.2-46 所示。对全桥拓扑, 如果每个开关管用三电平开关单元取代, 会导致拓扑的复杂性增加, 开关器件数量翻倍。为此, 将全桥拓扑对应为三电平半桥拓扑, 不会增加拓扑的复杂程度, 其基本思路是将半桥电路中的一个开关器件用一个三电平开关单元来等效和演变。据此, 根据不同的控制方法, 基本的全桥对应的三电平半桥拓扑一次侧结构如图 14.2-47 所示。

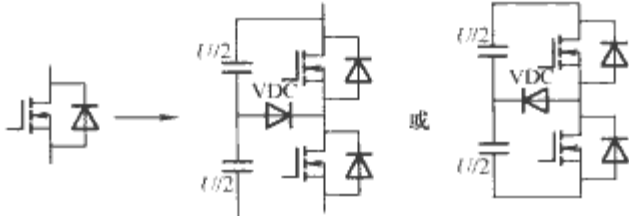


图 14.2-46 三电平开关单元

根据图 14.2-47 所示对应方法, 可以将适用于 400V 输入电压等级的全桥拓扑通过适当的连接方式的改变, 使其能适应 700V 等级的输入电压, 但具有相同的性能。对全桥和三电平半桥拓扑, 通过不同的连接方式, 其结构是一致的, 因为其器件数量和器件的电压电流应力也是完全一致的。从图 14.2-47 可以看出, 三电平拓扑只需要增加 2 个钳位二极管。这样, 从标准拓扑的结构上, 对不同输入电压等级可以实现统一, 拓展了标准化模块的输入适应范围。

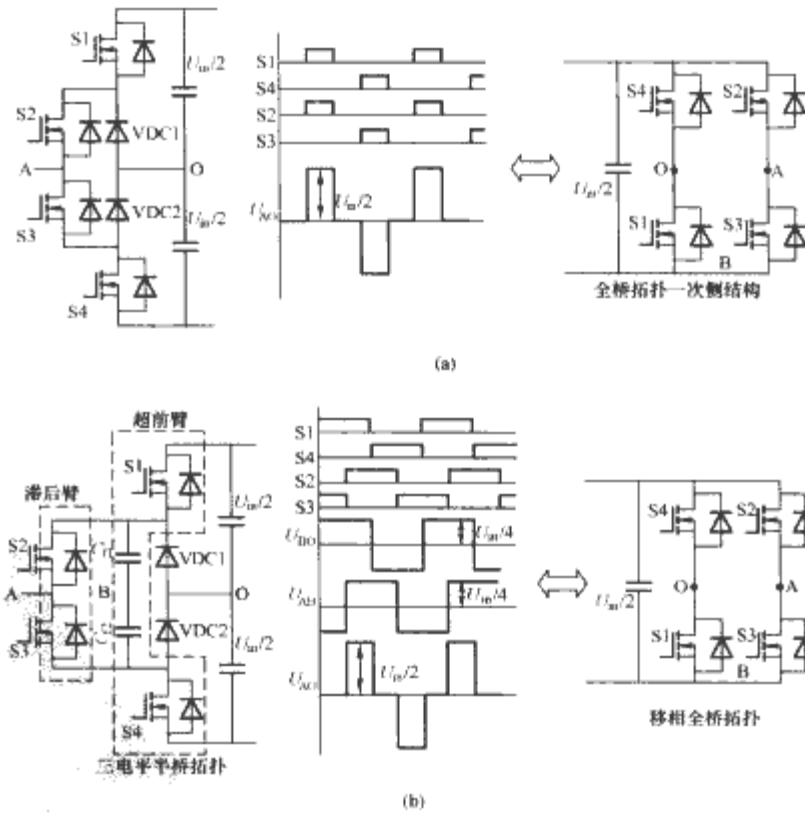


图 14.2-47 全桥拓扑一次侧对应的三电平半桥拓扑一次侧结构

(a) PWM 控制或频率控制的全桥拓扑对应的三电平半桥;

(b) 移相控制的全桥拓扑对应的三电平半桥;

S1~S4—开关管

基于上述由传统二电平全桥演变为三电平半桥拓扑的方法以及对应关系, 对图 14.2-45 所示的标准拓扑可以得到性能一致的三电平半桥拓扑, 如图 14.2-48 所示。

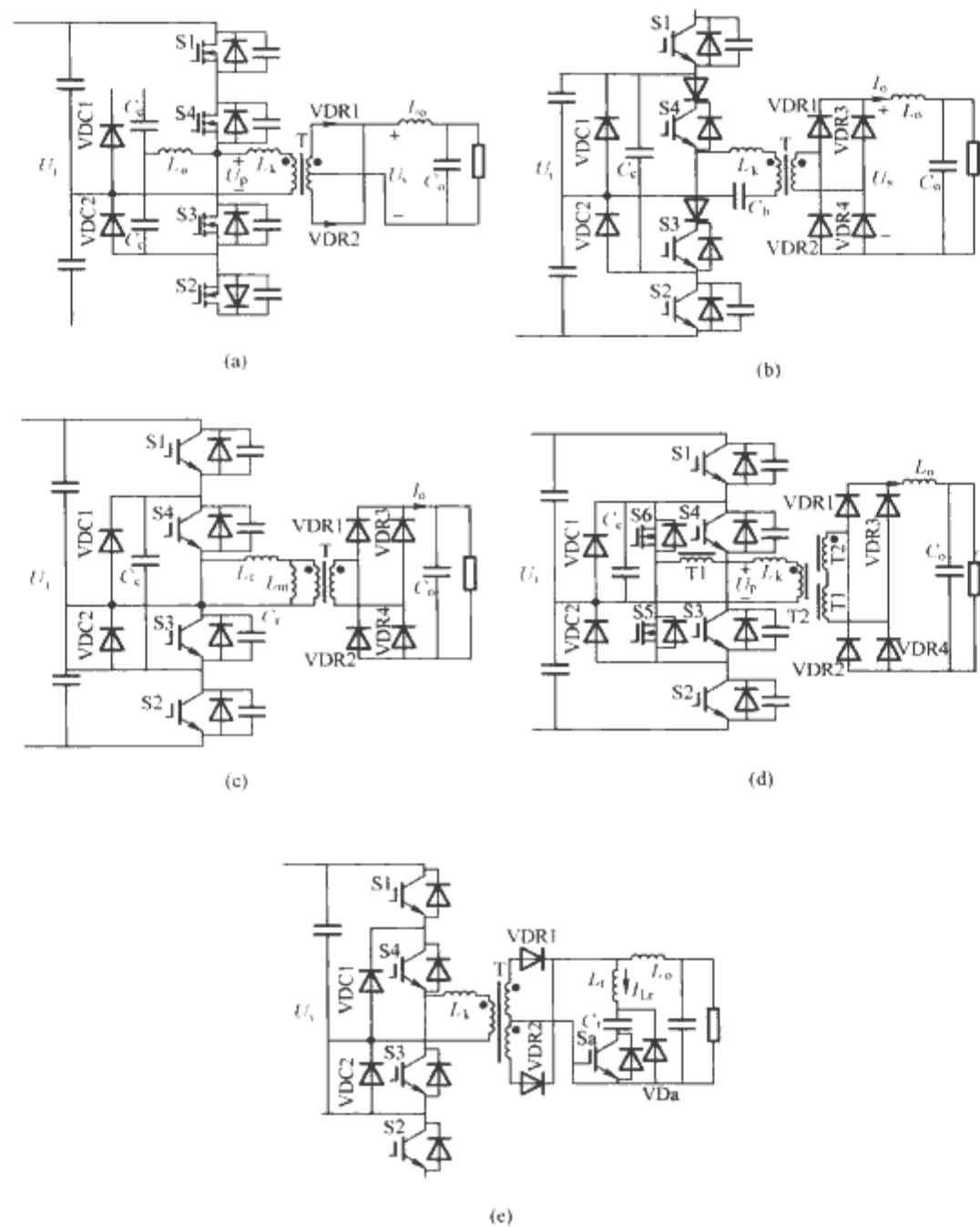


图 14.2-48 适合高输入电压应用场合与图 14.2-45 所示对应的标准化候选的三电平拓扑

(a) 拓扑 3 对应三电平全桥拓扑；(b) 拓扑 7 对应三电平全桥拓扑；
(c) 拓扑 9 对应三电平全桥拓扑；(d) 拓扑 10 对应三电平全桥拓扑；(e) 拓扑 11 对应三电平全桥拓扑

5.1.3 标准拓扑的并联型混合控制技术

二电平全桥拓扑与对应的三电平半桥拓扑具有一致的性能，可以将标准拓扑的适应范围从 400V 母线拓展到 700V (800V) 母线，拓展了标准拓扑的普适性，但这涉及到标准模块连接方式的变更以及拓扑结构的变化。基于多模块并联混合控制的方法，可以进一步拓展标准模块的输入电压适应范围。基于此方法，通过多个单元混合调制的方式，增加直流增益，并且降低二次侧二极管的电压应力，提高效率。

如图 14.2-49 所示拓扑为例，一次侧与前面所述二电平全桥拓扑一致，通过采用两个变压器分解为两个半桥结构，结合输入前馈调制两个半桥之间的相位差，能够实现 100~400V 宽的电压输入范围，并且能够大大降低整流二极管的电压应力。由于有交错并联的效果，在高输入时整流器输出电压脉动的频率是开关频率的 4 倍，而低端时是开关频率的 2 倍，输出滤波电感量也可以大大减小。

以图 14.2-49 中分析采用并联型混合控制的变流器是以半桥单元为例，实际上，这种控制方法和二次侧的整流结构可以应用到任何对称的 PWM 控制桥式变流器中，图 14.2-50 所示是一次侧的几种单元结构，适合的一次侧单元结构及其控制方式如表 14.2-16 所示。图 14.2-51 所示是二次侧的整流结构，通过此技术，可以将符合此类拓扑的标准拓扑

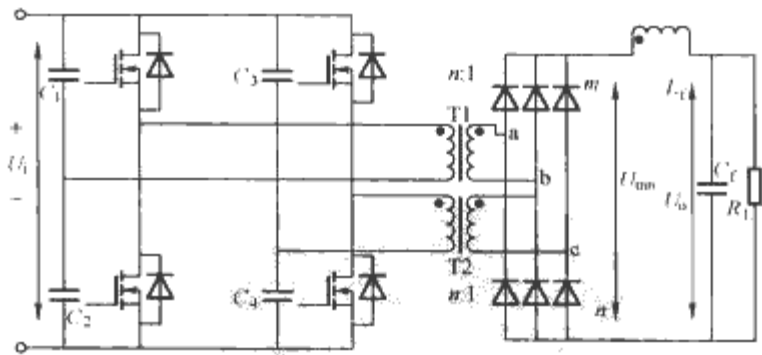


图 14.2-49 采用并联型混合控制技术的半桥拓扑

通过适当的控制方式相互并联连接，可以实现更宽的输入电压范围而不牺牲电源的性能。

表 14.2-16 一次侧单元可以采用的控制方式

类型	半桥	全桥	三电平半桥
不对称 PWM		✓	✓
对称（普通）PWM	✓	✓	✓
移相控制		✓	✓

通常模拟电路实现两路以上的混合控制比较困难，若能够采用数字控制策略，则可实现任意多路的并联混合调制。

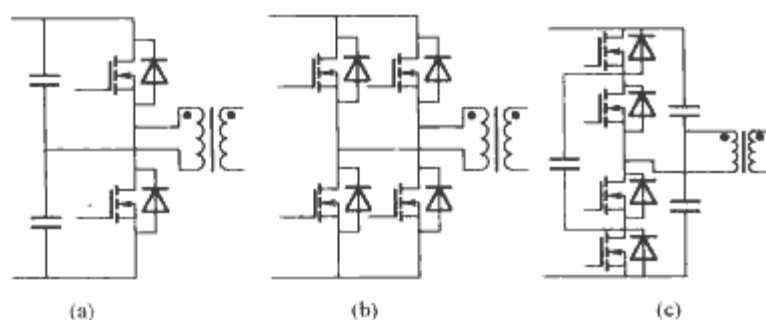


图 14.2-50 一次侧的单元结构
(a) 半桥; (b) 全桥; (c) 三电平半桥

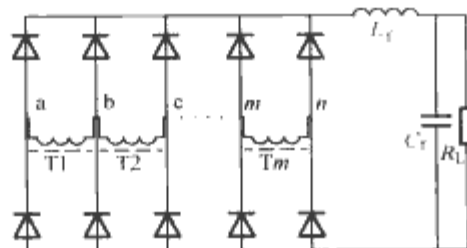


图 14.2-51 二次侧多相的整流结构
使标准模块适应更宽的输入范围。

5.2 非隔离型直流变换拓扑优选及标准化

基本的非隔离型 DC/DC 拓扑可以分为升压型、降压型以及升降压型三类。基本的拓扑种类有六种, 即: Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、Sepic 和 Zeta, 前两种分别为降压型和升压型拓扑, 后四种均属于升降压型拓扑。作为 DC/DC 变换最基本的六种形式, 各拓扑有各自的特点, 均适合作为非隔离型的标准拓扑。

在非隔离型 DC/DC 拓扑中, 近几年被广泛研究的是多电平拓扑, 在一些场合具有明显的优势。多电平基本电路拓扑主要分为三类, 即二极管钳位式 (Diode-Clamped)、飞跨电容式 (Flying-capacitor) 以及独立源级联式 (Cascade inverter with separated DC source), 如图 14.2-52 所示。在此基础上提出了多电平拓扑的统一结构, 如图 14.2-53 所示。

多电平变换拓扑通常在大功率场合广泛采用, 通常用来

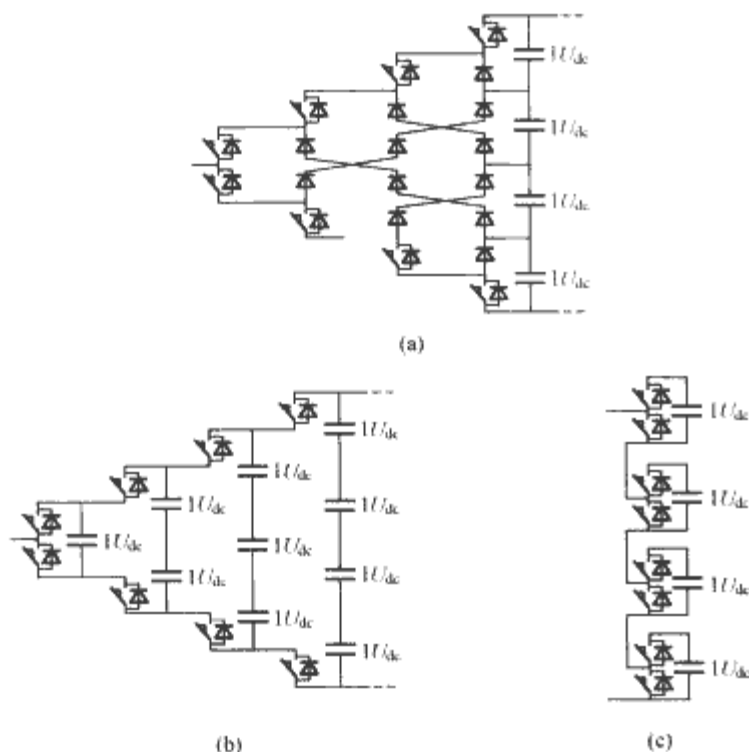


图 14.2-52 三种基本的多电平电路结构
(a) 二极管钳位型多电平; (b) 飞跨电容型多电平;
(c) 级联多电平

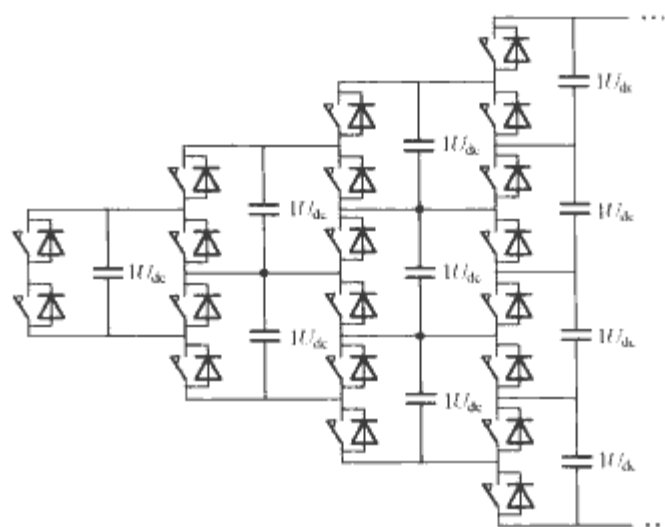


图 14.2-53 统一化多电平结构

作为 AC/DC 或者 DC/AC 的变换。在非隔离型 DC/DC 场合采用多电平拓扑, 可以大大减小磁性元件的体积, 甚至不需要任何磁性元件, 方便系统集成。另外, 多电平拓扑内在具有能量的双向流动特性, 非常适合作为双向 DC/DC 变流器拓扑。

在多电平 DC/DC 变流器中, 平衡问题更为突出, 主要原因是开关的冗余状态相对多电平逆变或者多电平整流场合而言更少, 因此并不是所有的多电平拓扑都可以应用到 DC/DC 场合。

在非隔离 DC/DC 应用场合, 与隔离型一样, 为简化控制以及结构的复杂性, 通常也以三电平、四电平结构为主。统一化多电平结构通常需要的器件数量较多, 导致控制复杂。因此, 非隔离型 DC/DC 多电平拓扑通常基于统一化多电平结构, 通过简化到三种基本的多电平拓扑。

对二极管钳位型多电平电路, n 电平结构需要的钳位二极管的数量为 $(n-1) \times (n-2)$, 随着电平数的上升, 二极管数量将呈平方关系增加, 因此在高电平场合, 二极管钳位型多电平电路的应用受到了很大的限制。相比统一化多电平拓扑, 在拓扑简化后, 可用的开关状态相应减少, 因此二极管钳位多电平拓扑将遇到直流母线电容电压平衡的问题。这种电容电压不平衡的情况在高电平的应用情况下更加严重, 因此除了三电平 NPC 拓扑由于控制简单得到了广泛应用以外, 其他更高电平的二极管钳位多电平电路在应用中必须首先解决电容电压平衡的问题, 不仅控制上有一定的难度, 实现的成本也高。

和二极管钳位多电平相比, 一个明显的优点是飞跨型的多电平拓扑保留了统一化多电平所有的开关状态, 因此在控制中可充分利用冗余状态, 实现比二极管钳位拓扑更好的电压平衡特性。

级联多电平中不需要大量的电容和二极管, 但是每个级联单元都需要一个独立电源。由于采用独立电源, 避免了电压平衡问题, 因此可以应用在较高电平的场合。同时, 级联多电平基于相同的单元电路设计, 易于模块化设计, 是三种基本多电平拓扑中最具有基本模块化设计潜力的结构。但需要多个独立电源限制了其应用的灵活性。

因此, 在非隔离型 DC/DC 应用场合, 飞跨电容型多电平结构是一种比较优选的拓扑。图 14.2-54 为不共地的和共地的飞跨电容型四电平结构; 图 14.2-55 为飞跨电容型三电平结构。

在典型的需要能量双向流动的电动汽车应用场合, 此类拓扑可以获得接近 97% 以上的满载效率, 更高的功率密度。由于没有磁性元件, 适合集成的发展趋势。

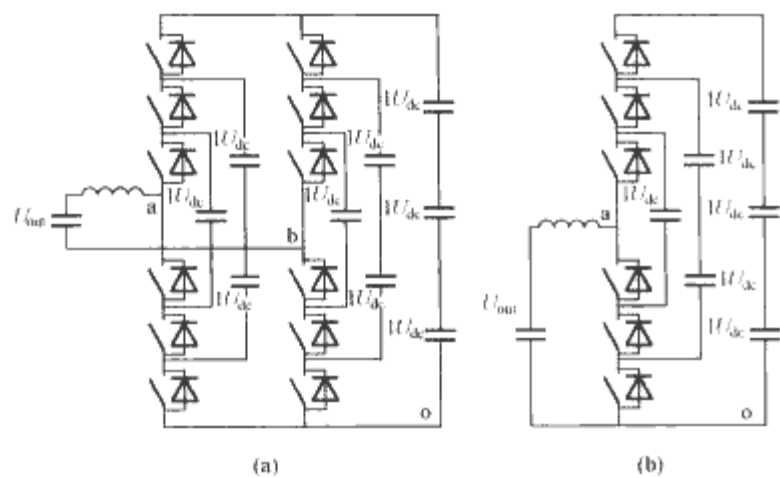


图 14.2-54 飞跨电容型四电平结构
(a) 不共地结构; (b) 共地结构

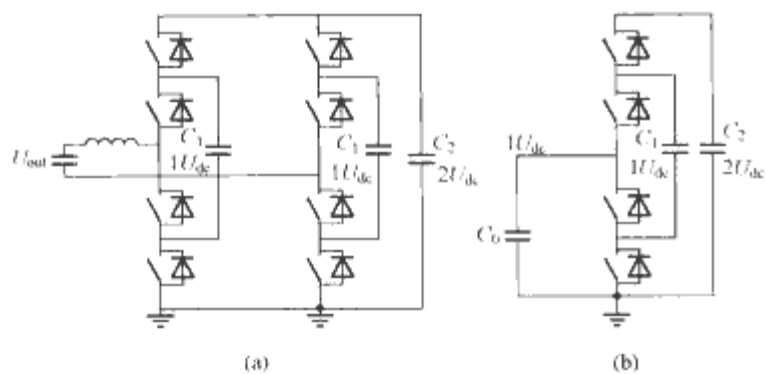


图 14.2-55 飞跨电容型三电平结构
(a) 不共地结构; (b) 共地结构

6 AC/DC 变流器标准拓扑的研究

AC/DC 变流器可减小输入电流的谐波, 主要作为高功率因数整流器, 通常称为功率因数校正变流器 (PFC)。根据不同的输入形式, 可以分为单相 AC/DC 变流器以及三相 AC/DC 变流器。通常, 单相 AC/DC 变流器适用于 3~5kW 以下的场合, 而三相 PFC 变流器适用于 5kW 以上的场合。

6.1 单相 AC/DC 拓扑优选及标准化

单相 AC/DC 的 PFC 变流器的功能控制比较简单, 通过乘法器的方式使得输入电流跟踪输入电压来实现 PFC 功能。其基本拓扑为 Boost 电路, 输出电压等级一般为 400V 或可变。为获得更好的性能, 除基于 Boost 拓扑的各类软开关拓扑外, 还有三电平拓扑以及无桥 PFC 电路等。

6.1.1 软开关型 Boost 拓扑优选

按照不同软开关特性对各类软开关型 Boost 电路进行了分类, 并对每类拓扑适用的功率范围、优缺点进行进一步的比较, 如表 14.2-17 所示。图 14.2-56 是从每一类软开关方式中优选出的拓扑, 电流型软开关和电压型软开关所针对的器件不同, 不同的器件使用在不同的功率范围。

表 14.2-17 优选的软开关拓扑

拓扑类型	功率范围	开关管		效率	优点和缺点	
		主	辅			
拓扑 A	500W~1.5kW	MOSFET	IGBT	高	效率较高, 功率范围宽	辅助电感设计复杂, 对寄生参数敏感
拓扑 B、C	500W~1.5kW	MOSFET	IGBT	较高	效率较高, 功率范围宽	辅助网络设计复杂, 对寄生参数敏感, 需要额外的缓冲电路

续表

拓扑类型	功率范围	开关管		效率	优点和缺点	
		主	辅			
拓扑 D	500W~1kW	MOSFET	IGBT	高	效率高, 功率范围窄, 辅助网络较简单	电压应力较高
拓扑 E、F	1~3kW	IGBT	IGBT	较高	效率较高, 功率范围宽	谐振参数设计较复杂, 二极管电压应力高
拓扑 G	2kW 以上	IGBT	IGBT	较高	效率较高, 功率范围宽	谐振参数设计复杂, 控制逻辑

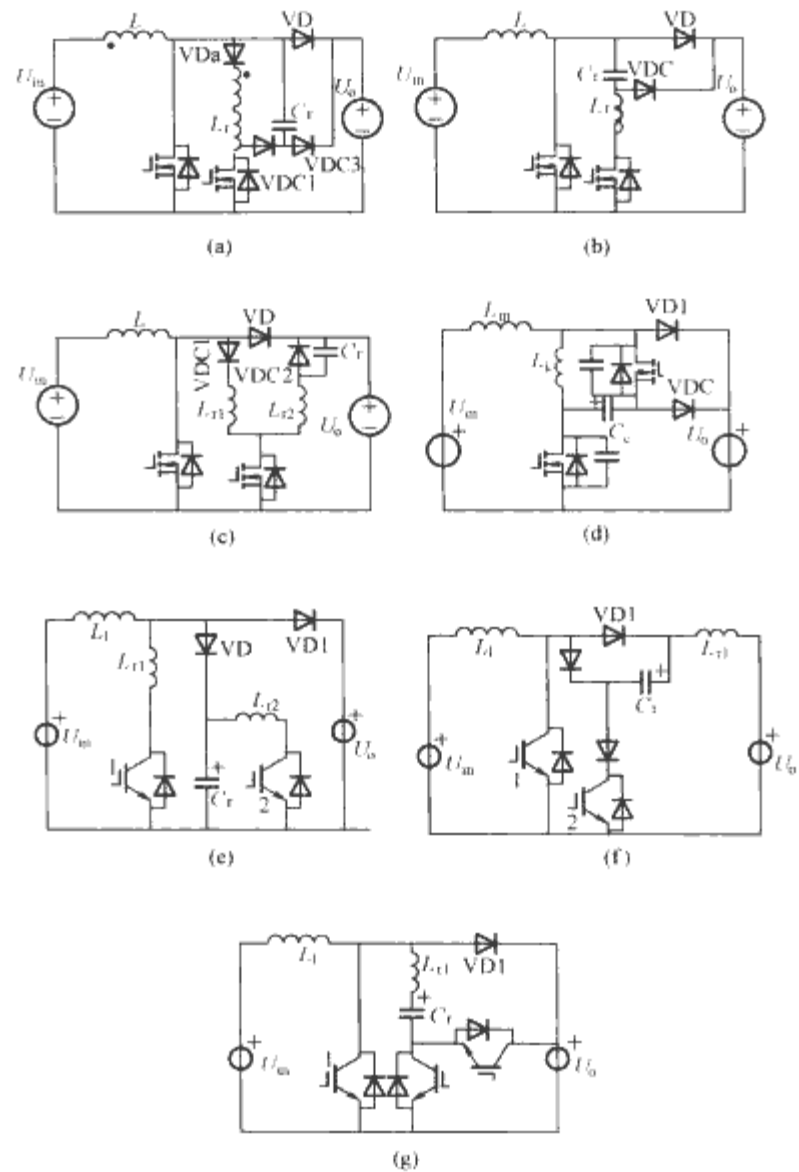


图 14.2-56 优选出的 7 个软开关 Boost 型 APFC 拓扑

- (a) 拓扑 A: 耦合电感复位的 ZVT;
- (b) 拓扑 B: 单电感 RAN ZVT 变流器;
- (c) 拓扑 C: 双电感 RAN ZVT 变流器;
- (d) 拓扑 D: 复合钳位型 ZVS 拓扑;
- (e) 拓扑 E: 谐振型 ZCS (双辅助电感 1 型);
- (f) 拓扑 F: 谐振型 ZCS (单辅助电感 1 型);
- (g) 拓扑 G: 单电感 ZCT 拓扑

从表 14.2-6-17 中列出的各类拓扑的优缺点可以看出, 功率较低时, 如 500W~1.5kW 的范围, MOSFET 相比更有优势, 因为开关频率高, 导通损耗小, 因此零电压型软开关方式更有优势。对于 1~3kW 的功率范围, IGBT 的导通损耗小的优势才开始显现。在这个功率范围内, 零电流型的软开关方式更适用于 IGBT。对于 ZCT 型的拓扑, 由于其控制和辅助网络都比较复杂, 用于更大功率时才能显出效率上的优势。

综上所述, 软开关的方式由模块的功率等级决定。不同

的软开关方式只在一定的功率范围具有优势。因此,要根据不同的功率等级,选择不同的开关器件和不同的软开关方式。

6.1.2 无桥 PFC 电路

由于全球电网电压的差异,通常 PFC 需要适合很宽的输入范围,如交流有效值 90~270V。在传统的 PFC 电路中,整流桥的导通损耗在宽输入范围下对变流器效率影响很大,传统的无桥 PFC 电路能够省掉输入的整流桥,但存在 EMI 性能变差的问题。图 14.2-57 所示拓扑是近年提出的无桥 PFC 拓扑,能够解决传统的无整流桥式 AC/DC 拓扑的 EMI 问题并能够获得较高的效率。在较小功率(500W)输出以及宽输入范围下,低端效率可以获得约 1% 的提高,适合宽输入范围的场合。

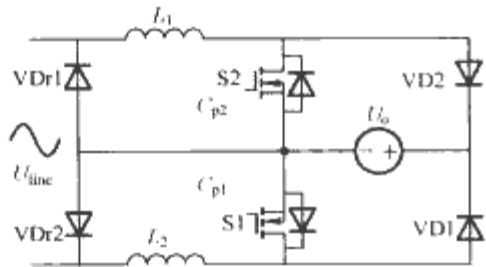


图 14.2-57 低导通损耗的无整流桥的 AC/DC 整流拓扑

为进一步提升无桥 Boost 拓扑的性能,通过将前面优选出的软开关辅助网络应用到无桥 Boost 拓扑,提出了一组软开关型无桥 Boost 拓扑,图 14.2-58 是将 ZVT 与 ZCT 软开关技术应用到图 14.2-57 所示无桥拓扑中的示意框图。

而对于 ZVS 或者 ZCS 拓扑,则需要根据串联在功率回路中辅助电感的不同位置将辅助网络放在不同的位置。图 14.2-59 是一个无桥钳位型 ZVS 拓扑。对于 ZCS 型拓扑,将串在功率回路中的辅助电感置于升压二极管与输出之间,可以节省辅助元件的数目,如图 14.2-60 所示。

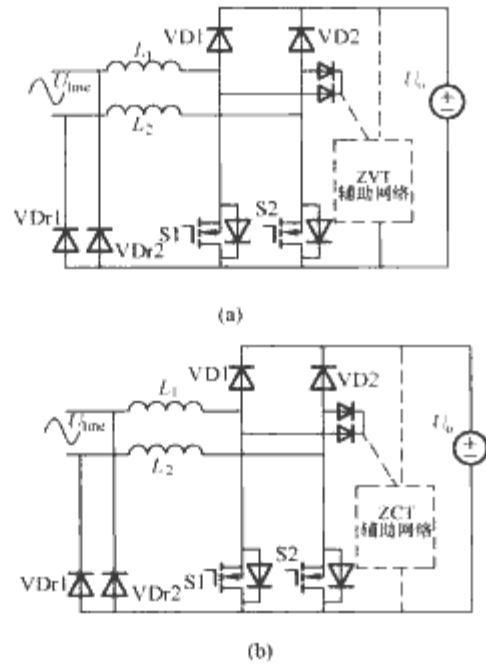


图 14.2-58 无桥型软开关电路框图
(a) ZVT 无桥 PFC 电路; (b) ZCT 无桥 PFC 电路

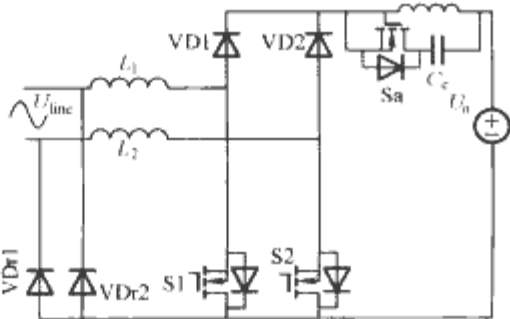


图 14.2-59 无桥钳位型 ZVS 拓扑

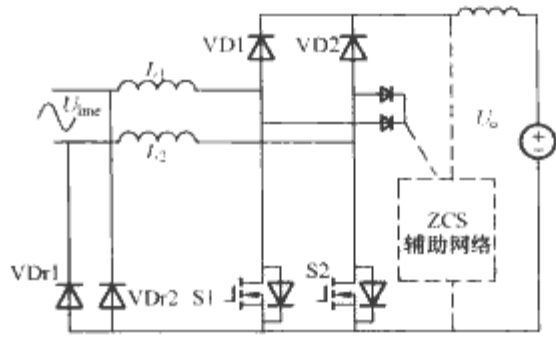


图 14.2-60 ZCS 辅助网络在无桥拓扑中的连接

6.1.3 三电平 PFC 拓扑及其电压平衡控制方法

采用三电平拓扑可以进一步降低开关管的电压应力,通过选用导通损耗小的开关器件,降低电路中开关器件的导通损耗来优化 PFC 变流器。而且三电平变流器对于提高电感的有效工作频率,减小电感体积有积极意义。

图 14.2-61 所示的 Boost 三电平变流器拓扑,其输出与输入具有公共地,EMI 较小,而且方便输出电压的反馈采样,但由于拓扑对称性不好,因此会存在严重的电压不平衡问题,即电容 C_c 上的电压不是 $U_o/2$ 。

为避免电容电压不平衡的问题,可通过采样电容 C_c 的电压与基准电压 $U_o/2$ 进行比较后产生一个误差占空比,与 PWM 芯片产生的占空比叠加后分别控制两个开关,从而补偿电压的不平衡。

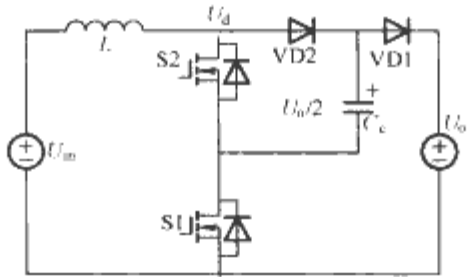


图 14.2-61 三电平 Boost 拓扑

6.1.4 单相 AC/DC 变流器优选标准拓扑

从基本拓扑结构看,单相 AC/DC 拓扑主要包括 Boost、无桥 Boost 以及三电平 Boost 三种。从性能以及拓扑结构、控制的复杂程度看,无桥拓扑具有一定的优势。传统的 Boost 拓扑结构十分简单,适合作为标准拓扑。

通过将软开关辅助网络作为标准的附件,结合 Boost 型标准拓扑,可以大大拓宽标准拓扑的应用范围。在不同的功率范围下采用不同的软开关附件,表 14.2-18 列出了不同功率等级下优选的采用软开关方法,软开关拓扑参阅图 14.2-56 中的 7 个优选拓扑。对于效率要求更高的场合,还可以将这些拓扑结合无桥的 Boost 型拓扑,提高效率。

表 14.2-18 不同功率范围适用的软开关技术

功率范围 (所用开关器件)	适用软开关技术		
	第一选择	第二选择	第三选择
500W~1kW (MOSFET)	复合钳位型 ZVS	耦合电感复位 ZVT	RAN ZVT
1~1.5kW (MOSFET 或者 IGBT)	耦合电感复位 ZVT	RAN ZVT	谐振 ZCS
1.5~3kW (IGBT)	谐振 ZCS	双电感 ZCT	单电感 ZCT
3kW 以上 (IGBT)	单电感 ZCT	谐振 ZCS	-

6.2 三相 AC/DC 拓扑优选及标准化

三相 PFC 变流器相比单相 PFC 整流器而言，其拓扑及控制更加复杂。三相 PFC 整流电路遇到的一个很大难题是三相之间的耦合。为使三相输入电流都为正弦波形，必须对三相输入电压进行解耦。近年来，用来提高三相整流电路功率因数的许多新拓扑被提出，从解耦的观点看，这些三相有源功率因数校正电路拓扑可分为不解耦三相 PFC、部分解耦三相 PFC 和全解耦三相 PFC 这三大类。

三相单开关 PFC 整流电路是最典型的不解耦三相 PFC 电路，其电路如图 14.2-62 所示。三相单开关 PFC 电路尽管简单，控制容易，但需要工作在 DCM 方式下，电流峰值大，需要在输入侧安装较大的 EMI 滤波器；为了减小网侧输入电流的畸变必须提高输出直流电压值，这就增大了开关管承受的电压，也增加了后面 DC/DC 变流器的电压耐量，也给 Boost 二极管的选择带来困难。因此，此类拓扑不适合作为三相整流电路的标准拓扑。

双开关三电平三相 PFC 整流电路是部分解耦三相 PFC 典型拓扑，如图 14.2-63 所示，通常需要三相四线输入。由于中线的存在，该电路可以分为相互独立的上下两个半桥，通过临界 DCM 或者 DCM 控制的方式，达到部分解耦的目的。如果采用三相三线输入，需要用电容模拟一个人造中点，但控制方式比较复杂。

部分解耦电路可以在一部分区间内实现三相之间的解耦，功率因数和 THD 效果相对不解耦电路有明显提高，THD 一般在 10% 左右。但通常需要 DCM 运行、需要中线或者虚拟中性点，需要较多的检测量，控制较为复杂。

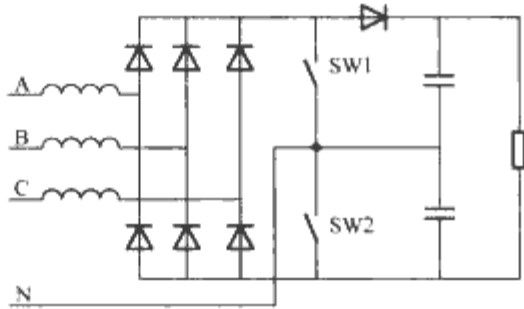


图 14.2-63 双开关三电平三相 PFC 整流电路

三相全解耦电路需要较多的可控开关，实现三相电流的独立控制。三相三开关 PFC 电路如图 14.2-64 所示，图中，开关 SW1、SW2、SW3 是双向开关。由于电路的对称性，电容中点电位与电网中点的电位近似相同，因而通过双向开关 SW1、SW2、SW3 可分别控制对应的相电流。三相三开

关电路中的双向开关用一只 MOSFET 器件与四只整流二极管组成的整流桥相连接构成的双向开关来代替，就形成了 VIENNA 电路，如图 14.2-65 所示。

该电路结构简单，每相仅需一个功率开关，开关所承受的电压只有输出电压的一半，关断压降低，开关损耗低，因此可采用 MOSFET 器件。输入电流为 CCM 方式，因此变换效率高（可达 97%）。与六开关全桥 PFC 整流电路相比开关管利用率高，运行可靠性高，不存在开关直通问题。但每个桥臂要使用六只二极管，其中有两只为快速恢复二极管，元器件数目多且功率不能双向流动。

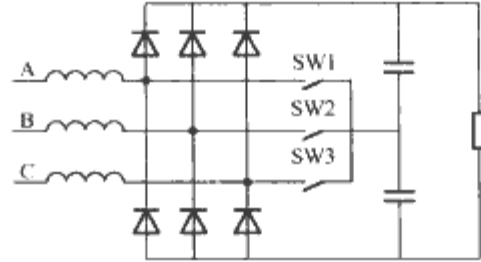


图 14.2-64 三相三开关 PFC 整流电路

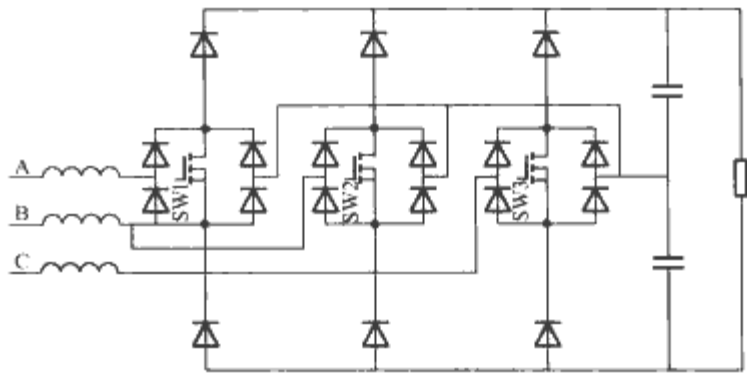


图 14.2-65 三相 VIENNA 型 PFC 整流电路

三相全解耦电路的另外一种拓扑就是三相六开关 PFC 整流电路，采用空间电压矢量控制，可以实现三相电流的独立控制，参见图 14.2-66。相比前面三开关拓扑而言，该拓扑开关数量多，开关的利用率相对较低，但该电路连续的输入电流、高效率和高功率输出，能量可以双向流动，而且该拓扑与二电平逆变拓扑结构完全相同，可以实现逆变与整流的统一，适合作为中功率三相 AC/DC 变流器的标准拓扑。

在功率更大的场合，三相输入电压等级可能更高，适合多电平整流拓扑，此类拓扑与高压逆变器拓扑可以统一优选，需要利用标准单元结构进行分解和重组，实现高压大功率应用，在此不再展开。

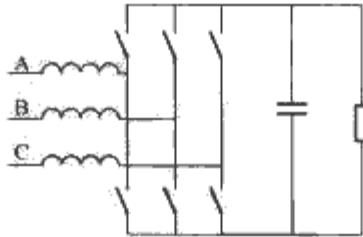


图 14.2-66 三相六开关 PFC 整流电路

第3章 电力电子系统集成方法学

1 模块化的电力电子系统

建立模块化的电力电子系统是电力电子系统集成目标之一，它包含了模块的划分与组构两个方面内容。首先，需要按照功能或功率、电压、电流等指标对电力电子应用系统进行模块化划分，建立起一系列种类不多、具有特定功能的电力电子标准模块；然后，依据电力电子系统集成方法和设计规则，利用上述标准模块方便地集成和扩展为最终用户所需要的电力电子应用系统。由于电力电子标准模块种类不多而应用面很广，有利于模块企业规模化、专业化生产。而应用系统企业则能够根据应用系统专业设计生产能力，利用现成的标准化模块，迅速构建起种类繁多、适应于不同场合的电力电子应用系统。模块化的电力电子系统能够依靠专业化分工，极大地提高电力电子产品的生产效率。

1.1 电力电子标准模块的建立

电力电子标准模块通常含有一个电力电子的基本变流拓扑及其附属电路，包括功率器件、驱动、保护、控制以及一些无源元件等，具有传递功率、信息、热量的标准化接口，能够接受控制指令并完成相应变流功能的单元。高性能的电力电子标准模块，除了本身就是电力电子智能模块，它还具有一些高级特征，如通用性、可扩充性（功能、功率）等。

根据功率传递的大小，标准模块主要依三种方式来建立：

(1) 芯片级集成。将变换电路和保护电路等集成在同一块硅片上，称为集成化电力电子系统标准芯片（Power System On Chip, Power SOC），目前这种芯片的功率通常小于100W。

(2) 多芯片封装。将若干块功率器件裸芯片、控制裸芯片、接口、保护电路裸芯片及表面贴装元器件等，用厚膜技术集成在同一块导热、绝缘良好的基板上，然后封装在一个模块内，这种模块又称为集成化电力电子系统标准模块（Power System On Package, Power SOP）。多芯片封装技术通常用于建立几百瓦的标准模块。

(3) 多模块组合。当需要传递更大功率时（如几千瓦），人们可以用分立的大功率器件、元件、专用控制集成电路和标准通信接口构成一个独立完整的中等功率的、标准化的、分立的智能功率模块。

随着技术的发展，上述的分界线也不是一成不变的。例如，随着半导体工艺的进步，多芯片封装正在不断蚕食多模块组合的领地，而多芯片封装本身的领地又被芯片级集成所蚕食。

1.2 电力电子标准模块的组合

依靠电力电子标准模块，就可以选择其中的一些标准模块来快速地构建模块化的电力电子应用系统。在标准模块的组合过程中，需要遵循一些系统集成的方法和设计规则：

首先，对于标准模块与应用系统控制器之间，需要适合于电力电子系统的高速通信总线和能量传输母线。应用标准

的通信协议和功率接口，将各类标准模块自由、灵活及可靠地集成为一个实际的电力电子应用系统。

其次，基于标准模块的集成应用系统的结构应当是开放的，分层分级控制的。开放式的结构可以标准化控制器的设计，分级控制可以使系统集成更加方便。应用系统的控制器（称为应用管理器），通过标准模块的标准接口控制标准模块内部的控制器（称为硬件管理器），实现系统功能。应用管理器不受标准模块的拓扑、开关和传感器的数目束缚，它通过标准的通信协议，控制着下一层控制器，实现系统的功能。如此，若干标准模块能集成一个小系统，若干小系统又可以进一步集成更大的应用系统。

下面小节给出了系统构建的例子。系统集成控制的分层、通信以及控制平台等方面问题将在后面几节一一详细介绍。

1.3 模块化交流调速系统的构建

三相交流调速系统通常包括一个三相整流电路、一个三相逆变电路以及一些滤波环节，如图14.3-1所示。首先，对整流电路进行模块化分析。整流器主电路的基本单元为一个桥臂，其中包括两个IGBT和两个快速二极管，将其作为主电路的最基本拓扑并配置上相应的保护和驱动就组成了一个基本模块。一个整流器包括三个这样的基本模块，同时，为了实现整流器功能，还需在主电路上配置传感器模块，在输入输出分别配置滤波器模块，控制侧还需配置一块整流器控制模块。模块化的整流器结构如图14.3-2所示。根据同样原理，也可以建立模块化的逆变器，如图14.3-3所示。

将上述整流器和逆变器模块组合在一起，可以构成三相交流调速系统。它们与其他电力电子模块结合也可组成别的电力电子系统。上述整流器和逆变器相互组合，又可构成新的模块，如图14.3-4所示是由三个模块组成的复杂系统，系统中包含了一个整流器模块用于将电网交流电变换为标准的直流母线，同时给一个DC/DC和三相调速电路供电，并且在直流母线上还可以扩展更多的应用模块。

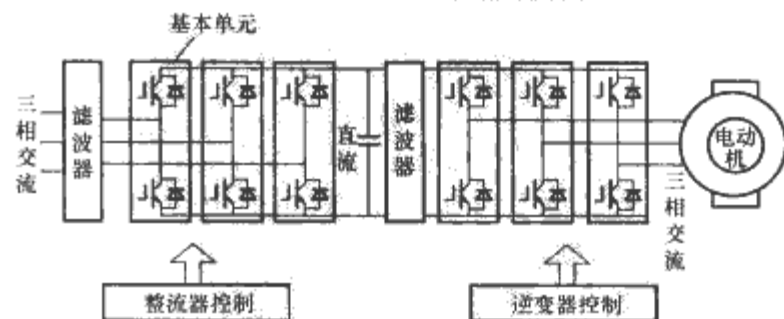


图 14.3-1 三相交流调速系统

2 电力电子控制系统结构

2.1 电力电子控制系统的组成

2.1.1 简单的电力电子装置

通常简单的电力电子装置只包含一个电力电子功率单元，其控制系统通常包括以下内容：

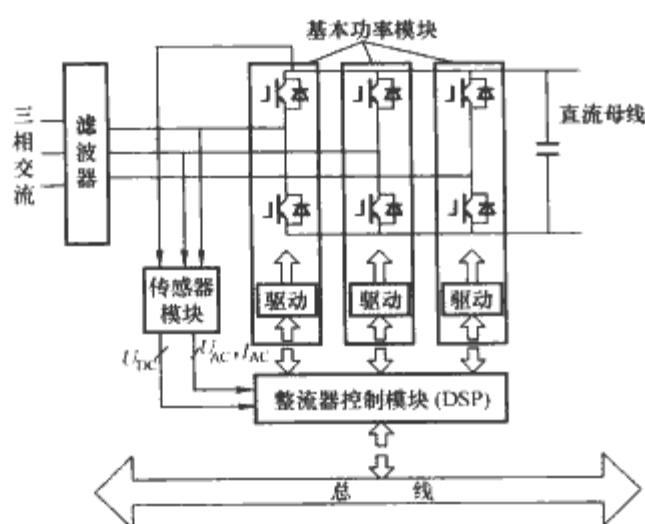


图 14.3-2 模块化的整流器

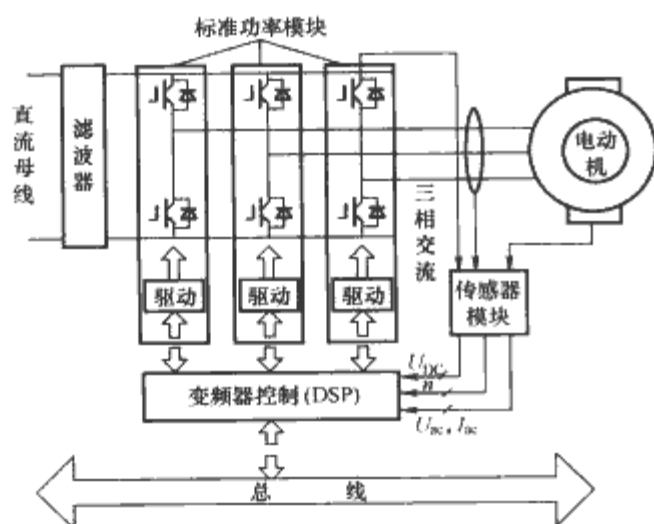


图 14.3-3 模块化的逆变器

(1) 驱动与快速保护。这一级控制直接面向主电路开关器件，实现开关器件的隔离驱动和过电流保护等。它直接处理开关信号，可靠性要求非常高，响应速度要求远高于开关周期。

(2) 模拟量采样。电力电子系统中常需要采集一些输入、输出的模拟量，用于系统的电流、电压控制，功率控制，过电流、过电压和过载保护等。模拟量采样的准确性和快速性将直接影响系统的稳定性和动态响应速度，而采样过程又很容易被干扰，因此保证模拟量采集的可靠性和响应速度是非常重要的。

(3) 电流电压控制。为了完成一个拓扑的基本功能，必须对输入和输出电流、电压进行控制。如 DC/DC 电路需要控制输出电压等于给定值，PFC 电路则不仅要控制输出电压等于给定值，还需控制输入电流波形为跟踪输入正弦波电压。

(4) PWM 调制。电力电子系统的控制信号都需要经过调制后作用到开关器件来实现控制。在电力电子控制系统

中，模拟量采样，电电流、电电压控制和 PWM 调制共同形成控制环节，三者合起来的延迟时间应当远小于对应的控制环响应速度。通常电流控制环的响应速度较快，一般与 PWM 开关周期相当，因此电流采样速度时间应当远小于开关周期。而电压环响应速度通常较慢，相应的电压采样速度也可以比电流采样低一个数量级。

2.1.2 复杂电力电子装置

复杂电力电子装置由多个电力电子功率单元组成，如图 14.3-4 所示的系统。复杂电力电子装置的控制结构示意如图 14.3-5 所示。因此，复杂装置的控制结构还应包括：

(1) 拓扑协调控制。通常大系统的每个拓扑主电路间有着密切的联系，控制系统需要协调各基本拓扑的工作情况，保持各单元协调工作。其响应速度要求通常慢于各基本拓扑的响应速度。

(2) 系统控制。复杂电力电子装置的控制结构往往还需要一个人机交互（或系统界面）模块，外界可以通过这个模块来控制系统的运行模式以及监控系统的运行情况。

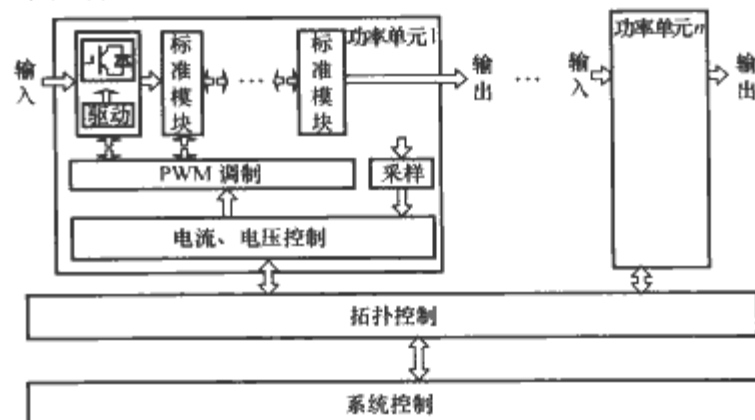


图 14.3-5 复杂电力电子装置控制系统结构

2.2 电力电子控制系统的分层结构

分层控制技术是实现模块化电力电子系统的关键技术之一。目前常用的控制系统分层方式如图 14.3-6 所示，各层管理的含义分别表示：

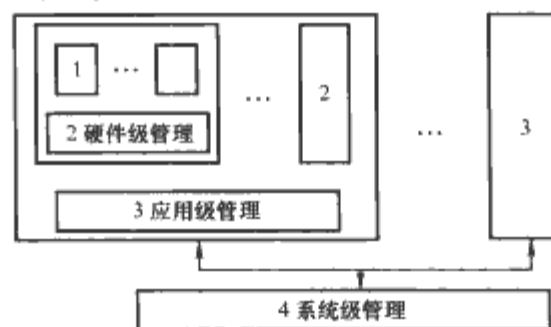


图 14.3-6 控制系统分层方式

(1) 开关管的驱动和保护以及模拟信号的采样与主电路密切相关，将这些内容与主电路直接组合为电力电子的标准模块 (PEBB)。

(2) 基本单元内的电流、电压控制和 PWM 调制用于实现一个功率单元的基本功能，作为底层的硬件级管理层。

(3) 协调各功率单元运行的拓扑控制作为系统的应用级管理层，其目标是实现一个具体应用系统的功能。

(4) 系统控制则作为系统层

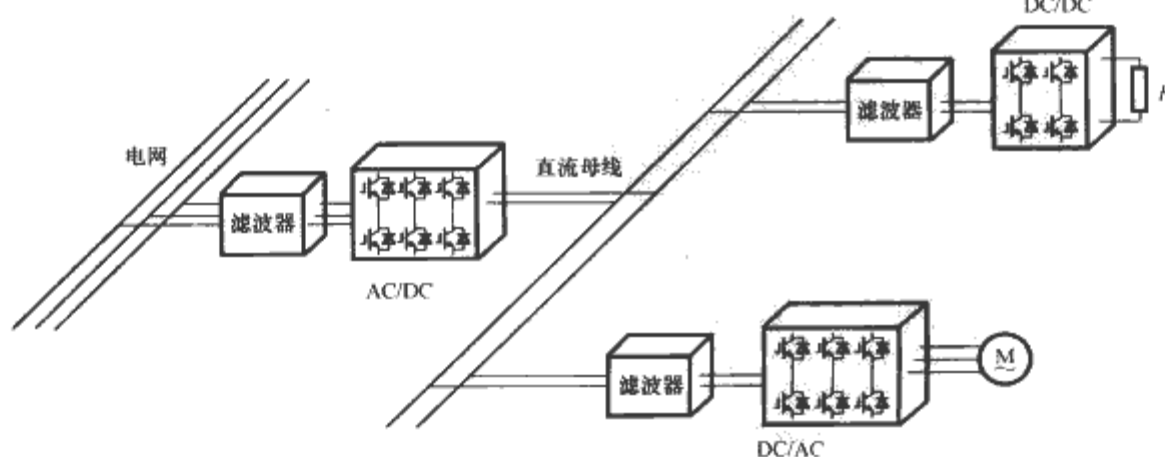


图 14.3-4 大系统组成框图

(或管理层)。

在这种分层方式中,硬件级管理是系统的基本控制模块,属于不可缺少的管理层。一个简单的电力电子系统就可以仅由硬件级管理层和主电路标准模块构成。应用级管理和系统级管理则用于复杂电力电子装置中。

3 电力电子系统中的通信方式

3.1 电力电子模块通信内容

电力电子系统内部的控制可分为三层,即硬件级控制、应用级控制和系统级控制,因此每两层之间必定存在数据交换需求。系统级控制功能通常为人机界面和显示(或者作为同外部系统联络的系统界面),系统级本身的数据更新的实时性要求较低,系统层通信速率较低。系统级控制器和应用级控制器之间数据交换的实时性要求居中,因而应用层通信数据的通信速度也不高,常用的网络和协议均能满足这两层之间的通信需求。本章所述的系统通信,主要介绍对象是硬件层和应用层之间以及硬件层内部的通信实现相关问题,这是电力电子集成系统的特殊通信问题。

电力电子系统的控制结构,是在构建基本标准电力电子模块的基础上,将电力电子应用系统进行控制分层,使得系统的控制和管理彻底分离,并使得软件对硬件的依赖性大大降低,从而形成灵活的分布式应用系统。电力电子应用系统的内部通信,是指以标准模块的功能实现和分布式控制结构为基础,为实现应用系统功能所需的底层模块之间协调,以及各个底层模块和应用管理器之间的通信。因此,首先必须明确基本电力电子标准模块的功能和应用管理器的基本功能,将控制功能和管理功能分离并分配给不同层次的控制器。

3.1.1 电力电子应用系统功能划分

根据分层控制的系统管理模式,电力电子分布式应用系统将控制功能和管理功能彻底分离。电力电子系统集成需要构建智能 PEBB 模块,因此单个从节点(硬件管理器)应能实现模块的基本运行功能以及和其他模块节点之间的通信协调。

模块基本功能包括:①PEBB 模块的电压、电流和温度测试;②运行内环电压和电流的控制算法;③PWM 驱动波形及其开关死区的生成;④对每相桥臂的上下管提供隔离门级驱动;⑤脉冲宽度占空比或开关频率的调制;⑥电流和温度故障检测和系统过电压过电流保护;⑦模拟瞬态过电流保护。

基于与其他模块和网络其他节点的通信,每个模块需要执行如下功能:①PWM 相同步;②基于通信协议的节点 ID 分配;③并关节点数的可扩展性;④生成系统全局码,包括关机和同步操作,隔离电压测量。

各类模拟信号在 PEBB 模块上通过 A/D 转换模块转换成数字量,并将主控制器所需的变量存储。通信系统中的网络主节点需要完成系统管理功能,因此执行以下任务:①发送命令帧、数据帧和同步帧信息给模块从节点,执行系统应用层管理;②接收从节点采样值(电压、电流、温度以及诸如相位、频率、故障信息等模块状态),根据反馈信息执行外环控制算法,进行系统同步协调,进行应用系统的相位、频率、幅度等参数的协调;③发送模块操作指令和应用系统的协调参数给从节点。主节点(应用管理器)是底层 PEBB 和其余工业现场网络通信的媒体,通过该控制器可以把电力

电子系统融入到工业现场中,提供人机界面,增加整个系统的易操作性。此网络的升级,要求主节点和从节点的输入和输出必须是标准的通信接口,因此 PEBB 提供给整个网络的数据必须升级到只有数字信号的信息流。

3.1.2 电力电子应用系统内部通信数据分类

根据上述系统内部控制和管理功能划分,通信数据可以分为两类:即实时性信息和非实时性数据。实时性信息用于实时性控制,诸如实时开关占空比、频率等;非实时性信息用于系统管理,诸如系统初始化和硬件管理器的软件配置等。下面对实时性信息作具体分析。

根据控制功能需求,实时性通信数据分成三类,分别为命令帧、数据帧和同步帧,按照通信需求,对此三类数据帧进行内容和长度定义。下面是三类数据帧例子:

(1) 命令帧:主发从收如下所示。

命令标识符

(2) 数据帧:主发从收和从发主收如下所示。

数据标识符	地址域	数据域(6 个字长)	校验码
-------	-----	------------	-----

(3) 同步帧:主发从收如下所示。

同步标识符	地址域(n)	地址域(n-1)	...	地址域(1)
-------	--------	----------	-----	--------

简单地说,根据电力电子控制系统结构的分层控制的划分,各层控制器均可作为通信网络节点来看待。通常由于系统管理和控制的高实时性需求,将应用层控制器和硬件层控制器之间的通信和各个硬件层控制器之间的通信归于同一个网络内部的通信。由于应用层控制器属于管理控制,因此较之底层的硬件控制器具有较高的优先权,通常将其定义为网络主节点,对应地将硬件级控制器定义为网络从节点。

表 14.3-1 列出了数据帧的数据类型的长度典型案例,其中数据帧地址域长度为 8,高四位为多主节点地址预留,低四位定义为从节点地址,系统最多可以包含 16 个从节点。数据域包含多个不同类型的数据,如实时采样电压和电流、非实时的温度、故障和模块的运行状态,预留一个字节。目前 A/D 的数据采样一般以 12 位定义。同步地址域,高四位同样为接收同步信息的从节点地址,低四位为同步补充信息,即传输延时的补偿信息等。

表 14.3-1 信息流数据长度定义	
信息格式(帧)内容	数据位数(b)
命令标识符	4(可发送 16 种命令)
数据标识符	4
数据帧地址域	8(其中高 4 位为地址位,低 4 位为该地址接收数据信息)
数据域	12
校验码	16
同步标识符	4
同步帧地址域	8(其中高 4 位为从节点地址,低 4 位为补充信息)

这里,系统主节点可以发送 16 个不同的命令帧。下面列举几种常用系统命令:①数据标识符;②网络同步标识符;③关机标识符;④开机标识符;⑤主机复位标识符;⑥控制芯片执行同步命令;⑦通信中断指示(无光信号进入光纤);⑧数据反馈命令(主节点所需数据,需要从节点将其反馈给主节点)。

命令帧通常由应用控制器发送到模块的硬件控制器,将系

统的命令通知下达给各个标准模块控制器（网络上从节点）。

有别于命令帧，数据帧的收发可以主发从收或从发主收，即主节点将系统调制参数值等发送给各个执行单元硬件控制器，或执行单元根据主节的命令将反馈数据发送给主节点。双向数据帧的格式同样可以参照上述单向数据帧。

同步帧由主节点发送，从节点接收。由于网络延时的存在，系统内部各个执行单元之间接收到数据存在延时，因此执行命令时需要同步控制命令，将各个执行单元同步，由主节点根据各个单元与主节点距离的差别，将各个单元的同步补偿信息通知下达给执行单元。

3.2 专用控制网络

随着互联网技术的发展，信息交换沟通的领域正在迅速覆盖从工厂的现场设备到控制、管理各个层次。现场总线技术就是顺应工业控制领域的发展趋势而蓬勃发展起来的新技术，它导致了传统控制系统结构的变革，形成了新型的网络集成式全分布控制系统——现场总线控制系统。这是继基地式气动仪表控制系统、电动单元组合式模拟仪表控制系统、集中式数字控制系统、集散式控制系统（DCS）后的新一代控制系统，它最显著的特征是具有开放统一的通信协议。

现场总线控制系统突破了 DCS 系统中通信由专门网络的封闭系统来实现所造成的缺陷，把基于封闭、专用的解决方案变成了基于公开化、标准化的解决方案，即可以把来自不同厂商而遵守同一协议规范的自动化设备，通过现场总线网络连接成系统，实现综合自动化的各种功能。同时，现场总线控制系统把 DCS 集中与分散相结合的集散系统结构变成了新型全分布式结构，把控制功能彻底下放到现场，依靠现场智能设备本身便可实现基本控制功能。它可与因特网（Internet）、企业内部网（Intranet）相联，且位于生产控制和网络结构的底层，因而又被称为底层网（Infranet）。

专用于控制系统的现场总线系统的技术特点可总结为：系统的开放性；互可操作性与互用性；现场设备的智能化与功能自治性；系统结构的高度分散性；对现场环境的适应性。由于现场总线突出了控制领域的特色，因此也可称为专用控制网络。CAN 网络、LonWorks、SERCOS、基金会现场总线（FF）、MACRO 和 PROFIBUS 等为几种有影响的现场总线技术。其中 SERCOS 和 MACRO 为适用于电机控制和调速领域的两种现场总线技术。下面分别介绍几种应用较广的专用控制网络。

3.2.1 CAN 网络

CAN 总线是德国 BOSCH 公司从 20 世纪 80 年代初为解决现代汽车中众多的控制与测试仪器之间的数据交换而开发的一种串行数据通信协议。它是一种多主总线，通信介质可以是双绞线、同轴电缆或光导纤维，通信速率可达 1Mbit/s。它能够有效地支持分布式实时控制，拥有较高的安全等级。CAN 总线通信接口中集成了 CAN 协议的物理层和数据链路层功能，可完成对通信数据的成帧处理，包括位填充、数据块编码、循环冗余检验、优先级判别等工作。CAN 协议的一个最大特点是废除了传统的站地址编码，而代之以对通信数据块进行编码。采用这种方法的优点可使网络内的节点个数在理论上不受限制，数据块的标识码可由 11 位或 29 位二进制数组成，因此可以定义 2^{11} 或 2^{29} 个不同的数据块，这种按数据块编码的方式，还可使不同的节点同时接收到相同的数据，这一点在分布式控制系统中非常有用。数据段长度最多为 8 个字节，可满足通常工业领域中控制命令、工作状态及测试数据的一般要求。同时，8 个字节

不会占用总线时间过长，从而保证了通信的实时性。CAN 协议采用 CRC 检验并可提供相应的错误处理功能，保证了数据通信的可靠性。它采用服务器/客户端（C/S）模型。模型中，没有源/目的地址，只有一个识别符（Identifier）。每个基站先读取识别符，决定是否继续读下去。帧的优先域表明了传输的信息的优先权。基站要传输信息时需要先比较网络中信息的优先权。这种控制方式是一个分布式优先决断的多主协议。CAN 卓越的特性、极高的可靠性和独特的设计，特别适合工业过程监控设备的互联，它的好处是从节省开支的角度进行优化。同时提供元件的市场实用性也很好，其标准化得到广泛接受。但是协议主要适用于设计廉价的铜传输介质，它不大适合于 EMI 比较大的场合。

3.2.2 LonWorks 网络

LonWorks 网络是由美国 Echelon 公司推出并由该公司与摩托罗拉、东芝公司共同倡导所形成的。该网络采用了 ISO/OSI 模型的全部七层通信协议，采用了面向对象的设计方法，通过网络变量把网络通信设计简化为参数设置，其通信速率为 300bit/s~1.5Mbit/s，直接通信距离可达 2700m（78kbit/s，双绞线）；支持双绞线、同轴电缆、光纤、射频、红外线、电力线等多种通信介质，并开发了相应的本质安全防爆产品，被誉为通用控制网路。

LonWorks 技术所采用的 LonTalk 协议被封装在称之为 Neuron 的神经元芯片中而得以实现。集成芯片中有 3 个 8 位 CPU，一个用于完成开放互联模型中第 1 和第 2 层的功能，称为媒体访问控制处理器，实现介质访问的控制与处理；第二个用于完成第 3~6 层的功能，称为网络处理器，进行网络变量的寻址、处理、背景诊断、路径选择、软件计时、网络管理，并负责网络通信控制，收发数据包等；第三个是应用处理器，执行操作系统服务与用户代码。芯片中还具有存储信息缓冲区，以实现 CPU 之间的信息传递，并作为网络缓冲区和应用缓冲区。

由于 Echelon 公司本身大力鼓励各 OEM 开发商运用 LonWorks 技术和神经元芯片，因此该网络已被广泛应用在楼宇自动化、家庭自动化、保安系统、办公设备、交通运输、工业过程控制等行业。

3.2.3 SERCOS 网络

SERCOS（Serial Realtime COmmunication Specification）网络是一种用于数字伺服和传动系统的现场总线接口和数据交换协议，能够实现工业控制计算机与数字伺服系统、传感器和可编程控制器 I/O 口之间的实时数据通信。1995 年，SERCOS 接口协议被批准为 IEC1491 SYSTEM-Interface 国际标准。它也是目前用于数字伺服和传动系统数据通信的唯一国际标准，在各种数控机床设备中获得了广泛的应用。

SERCOS 接口由一个主站（Master）和若干个从站（Slave，1~254 个伺服、主轴或 PLC-IO）组成，各站之间采用光缆连接，构成环形网，如图 14.3-7 所示。站间的最大距离为 80m（塑料光纤）或 240m（玻璃光纤），最大从站数为 254，数据传输率为 2~16Mbit/s。

SERCOS 协议定义了主站同步电报 MST、伺服电报 AT 和主站数据电报 MDT 三种电报类型。主站同步电报 MST 由主站以固定周期发向所有从站，表示一次通信周期开始，所有从站都将同时接收到该电报，主站通过它来控制各个从站的同步运行。伺服电报 AT 由各个伺服从站发往主站，可将多种伺服信息实时反馈给主站，如伺服轴实际位置、转速、扭矩、报警信号、诊断信号、状态应答信号、PLC 输入、伺服参数和电动机参数等。主站数据电报 MDT 由主站

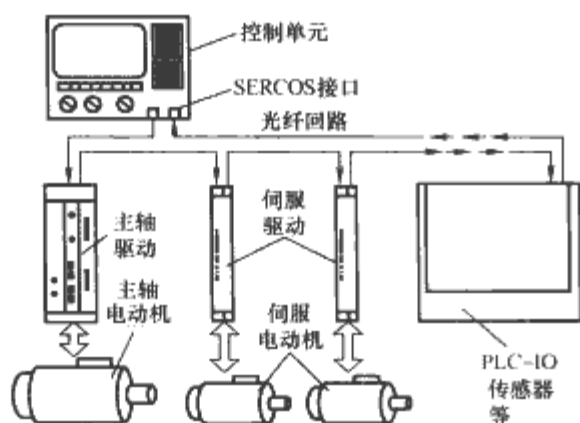


图 14.3-7 采用 SERCOS 协议的伺服系统

发给从站，向从站发出控制指令，如伺服轴指令位置、转速、扭矩、工作方式选择、PLC 输出、伺服参数和电动机参数等，各个从站均能接收到此电报，并在指定位置找到各自的数据。

SERCOS 协议规定，系统在初始化阶段，主站必须完成网络通信参数的配置，主要包括：系统通信周期 T_{scyc} ，各个伺服电报 ATx 的发送时间 $T1.1$ 、 $T1.2$ 、 \dots 、 $T1.n$ ，主站数据电报 MDT 的发送时间 $T2$ ，各个从站控制数据 $MDTx$ 在 MDT 数据区中的位置和 MDT 的长度等。系统初始化需要四个阶段，以上数据必须在规定的阶段由主站采用服务通道方式完成配置。

通常，SERCOS 标准的底层通信协议，物理层和数据链路层的实现由 SERCOS 接口控制芯片来完成，常用的芯片有 SERCON410A/B、SERCON816 等，但要实现应用层的功能则必须自己开发驱动程序或购买第三方开发的软件包。对于伺服系统而言，订购的从站设备已由制造商按照从站的通信规则编好了控制程序。用户所要做的只是开发主站的应用层驱动程序，通过控制主站来实现通信网络的建立和正常运作。

3.2.4 MACRO (Motion And Control Ring Optical) 网络

MACRO 网络是一种使用环形拓扑网络和以串行方式传输的现场总线。MACRO 网络的突出优点可以归纳为：网络连接简单，单接插连接；高抗干扰特性；数据传输速度快，可达 125Mbit/s；多种通信数据类型和任务的合成；可构成多主节点网络；有 MACRO 控制芯片支持，因此通信实现简单，只需将发送的信息直接写给地址寄存器。

MACRO 控制芯片支持完整的 CRC 校验、网络中断检测和串行帧数据故障检测。网络信号传输媒质可为双绞线或光纤，以提高通道信号对电磁干扰的抗干扰能力。MACRO 协议可支持达 256 个节点和 16 个主节点的网络系统。与 SERCOS 类似，MACRO 底层的通信协议由接口控制芯片完成。网络应用层可以通过数据编码将不同节点的数据归一为同一数据类型，从而使不同类型的节点可以实现数据通信。

从网络结构的角度看，MACRO 是一个环形结构，数据以串行方式传输，如图 14.3-8 所示。网络上每个站点均有一个“进口”和一个“出口”，分别用于数据接收和数据发送。每个站点内部的节点起内容可以为 I/O 库、与其他设备通信的接口或放大器，且每个站点可有多节点。由主节点（控制器）发送的数据包，其目的地为某特定放大器或从节

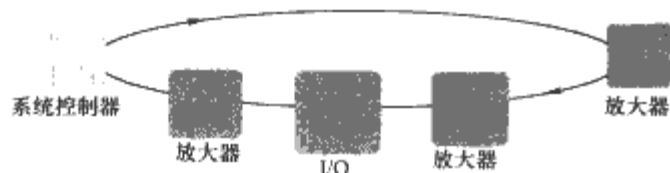


图 14.3-8 MACRO 网络结构

点。若数据包的目的地不是某放大器，数据不做任何修改继续传输。若数据包的目的地为某节点，则节点将数据包的内容备份（通常是命令数据部分），将反馈数据代替原来的数据包内部的命令数据部分，将新数据包发送。MACRO 协议支持多种不同类型命令的传输，命令类型包括位置、速度、转矩、相电流以及 PWM 值等。由于环路数据传输的高速性能，MACRO 使高性能伺服系统闭环控制的实现更加方便，使网络的内部控制器和放大器可以按照不同功能将该控制系统进行分层。

4 电力电子模块的同步

整个电力电子应用系统可被定义为网络控制系统，其特色是控制和管理脱离，通过网络使系统实现管理层和控制层的数据传输。在网络控制系统中，具体控制的实现不再只限于传统意义上的“控制系统”，而是由各种网络单元分别独立完成各自的工作，然后再通过彼此间的信息交换和组织相互协作，最终实现预定的完整控制任务。网络控制系统具有以下优点：可以实现资源共享；可以实现远程操作与控制；具有较高的诊断能力，可靠性较高；易于系统扩展；系统连线少，极大地简化了复杂系统；安装与维护简单。

网络控制系统本质上是一个网络系统，由于网络的介入，代表过程控制信息的电气信号的传送不再是通过直接的点到点的连接方式，而是通过网络以数字量的方式进行。虽然控制系统的实际物理回路不再存在，但完成控制机理的反馈控制回路依然存在，只是该反馈控制回路从物理上的回路系统变成了逻辑上的回路系统。

与传统控制系统相比，网络控制系统具有一些新的特点：网络在传输数据的过程中，其路径的不确定性和信道的堵塞等都会造成传输延时的不确定或不相同；信号在传输过程中可能丢失或被修改；与时间相关的信号序列在传输过程中，其序列会发生变化。电力电子模块是实时性非常突出的系统，其中的高速开关必须准确守时地协调工作，因此网络控制系统在电力电子系统中应用的前提是控制信号的同步。下面将从普遍意义上说明网络延时及对控制系统可能带来的影响，并介绍一些解决方案。

4.1 通信延迟

在网络控制系统中，控制环路是通过一个实时网络来闭合的，环路中不可避免地存在着信息的传输延时，相应地就把延时环节引入了控制系统。单模块系统闭环控制结构如图 14.3-9 所示，其中延时 1 表示控制器到执行器的延时，延时 2 表示传感器到控制器的延时，两类延时均包含了计算延时和网络延时。

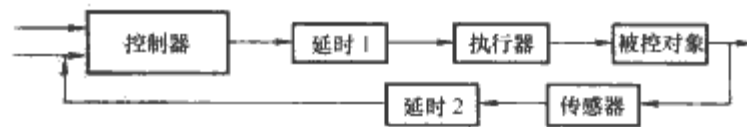


图 14.3-9 单模块系统闭环控制结构的示意图

在闭环系统中，延时的引入会给系统带来相位上的滞后，而相位滞后是导致系统不稳定的一个重要因素。对控制系统而言，某个采样时刻和对应的执行器响应时刻之差为控制延时，最简单的情况下，控制延时为控制算法的执行时间。在网络控制系统中，控制延时依赖于很多参数，包括计算延时和网络延时，而其网络通信延时又是随机变化的。控制系统加入网络延时因素后，其动态品质以及鲁棒性等会发生变化。网络延时将使系统控制信号滞后，恶化系统的性

能,甚至引起系统的不稳定,尤其是对快速系统影响会更大些。从调度的角度来看,网络延时将使信息不能准时到达,甚至过截止期被丢失。

对于 PEBB 的电力电子分布式控制系统而言,应用层管理器和各个硬件层控制器之间的通信延时在环形网络上累积,由于每个从节点(硬件控制器)相对于主节点(应用管理器)的相对位置不同,应用管理器在进行系统管理时,其命令等数据帧到达目的节点的时间也会不同,明显的网络延时将使系统的动态响应性能恶化。

从硬件优化的角度分析,如何减少网络延时以及针对具有网络延时的网络控制系统设计出稳定、高性能的控制器是十分重要的,是当前自动控制界研究的热点之一。此外,网络结构和拓扑的研究也是解决延时问题的关键所在,可以通过构建快速智能的网络,提高控制系统内部数字数据交换速度。由于存在多种不同性质的网络延时和延时的不确定性,目前还缺乏普遍有效的分析与设计方法。

4.2 开关频率限制

基于 PEBB 标准模块和分层控制的分布式电力电子应用系统,其关键通信层为应用级控制器和硬件级控制器之间的通信层。根据系统功率开关频率来估算该关键网络带宽,通道容量需求大致与系统硬件管理器个数、每个字长的位数、系统开关频率和每个硬件级管理器需要传送的变量个数成正比,另外还要考虑增加伴随每个数据帧发送的帧头数据位(一般增加 50%)。由上述可知,关键网络带宽跟主开关频率成正比,据此可以对不同应用系统的带宽需求进行估算。

以采用简单的控制方式的三相逆变器应用系统为例,假定系统管理器需要每个模块的反馈实时值为实时电压和电流值,开关频率为 10kHz,10 位的数据精度,共 3 个节点,50%帧头数据位,其所需通信数据带宽为 1MHz。涉及到较复杂的系统,如六相变频调速系统,假定每个节点 4 个实时变量,一共 6 个节点,12 位的数据精度,开关频率为 20kHz,50%的帧头数据位,可得所需通信数据带宽为 9Mbit/s。

基于上述讨论和分析,关键网络层带宽至少为 1Mbit/s,但是这样的通信系统使用场合非常狭小。随着系统的复杂度和系统功率级的提高和相应标准模块主电路结构复杂度的增加,基本控制单元反馈量大大增加,带宽需求也大大增加。因此,结构简单且带宽高的通信网络普适性较好,可以应用于多种不同需求的场合。

系统的带宽需求随着功率模块的开关频率提高而增加,而开关频率越高,网络延时给系统动态性能带来的影响更大。因此,较低的网络带宽将使应用系统的开关频率受到极大的限制。通过三相逆变系统的仿真证明,只要整个网络延时不超过系统开关周期的 4%,三相逆变输出波形不会出现明显畸变,系统可以正常工作。若以简单三相系统为参考标准,并按照每相邻两个节点的延时为 600ns 考虑,系统的实际最大通信带宽需要 3MHz。

由上所述,网络带宽限制所引入的传输延时,使得功率模块的开关频率受到限制,在上限频率以内系统才能正常运行。网络带宽越高,传输延时越小,系统所允许的开关频率范围越广,网络的适应性就会越好。

4.3 同步方法

4.3.1 网络化系统优化策略

由于网络延时引起的分布式控制系统内部的同步问题,

恶化了系统性能,因此有效地减少网络传输延时十分必要。网络延时是由数据在网络中传输造成的,所以通过网络化系统优化和对网络传输数据的调度可有效地减少网络延时。

网络化系统优化是指通过对网络化系统参数的优化来避免网络拥塞的发生,从而减少网络延时。网络调度可以发生在网络用户层和网络传输层。网络用户层的调度算法所关心的是被控对象传输数据的快慢和被传输数据所具有的优先权。另外,发生在用户层的调度控制还可以调度控制环的采样周期和采样时刻,以尽量避免网络传输中冲突现象的发生,从而最大限度地减少数据的传输延时。通过网络化系统优化与调度,可有效地避免网络拥塞的发生,使数据能在网络系统中快速传输,减少网络延时。

目前,对网络控制系统建模与分析仅限于线性对象系统,而对非线性对象系统的网络控制系统的建模与分析还有困难。针对其难以建模和建模的不确定性,可以将无模型智能控制器方法应用于其中,实现对网络控制系统的控制。无模型智能控制器可在系统模型未知或不可建模的情况下,根据系统的实际输出和控制系统的实际误差计算出控制器的输出(控制系统的控制量)并加至被控对象,使其满足控制系统所要求的性能指标。为了实现对滞后系统的控制,可以在控制回路中引入一个预估器(预估器输入为被控对象等,预估器输出为控制器输入)。该预估器能够预估相对于输入情况下的延时输出,产生一个人为模拟的偏差,这一偏差可使无模型智能控制器马上“感受到”自己的控制作用,从而避免了盲目地增加控制作用,实现其对滞后系统的控制。通过针对滞后系统无模型智能控制策略的实施,可对具有不确定网络延时的网络控制系统实施有效的控制。

4.3.2 鲁棒控制策略

网络控制系统中由于网络延时的随机时变性,给控制的实施带来了一些变化和挑战。为了实现对网络控制系统的有效控制,可采用鲁棒控制策略。

针对网络控制系统的鲁棒控制策略是:针对某一网络延时下的网络控制系统,设计出相应的鲁棒控制器,该鲁棒控制器可在网络延时发生变化(在一定范围内)和网络控制系统建模存在不确定性时,有效地实现对网络控制系统的控制,使其满足系统要求的性能指标。这样通过相应的鲁棒控制策略可适应网络延时在一定范围内变化的网络控制系统的控制。可将网络优化与调度策略和控制策略进一步相结合,并通过网络优化与调度策略有效减少网络延时,也可通过无模型智能控制策略和鲁棒控制策略实现对网络控制系统的控制。

4.3.3 基于网络通信数据格式的同步方式

上文提出了专用于分布式电力电子系统的智能高速网络,并将其定义为 PESNet (Power Electronics System Net)。PESNet 是一种主从结构(Master-Slave),是一种有确定反映的网络。假如在数据传输中出现错误,被破坏的数据就被放弃而为新的数据所覆盖。

图 14.3-10 显示了两种基本的数据类型:实时数据和非实时数据。一般非实时数据要等到实时数据传输到各个节点后才传输。实时数据包括开关频率、开关周期及其采样数据等变量。非实时数据包括初始化和硬件管理器的软件配置。

在已经确定分布式控制体系的框架情况下,接下来就要考虑通信的细节了。

在分布式电力电子系统通信中,根据 PESNet 网络拓扑结构,陈述了一依靠网络协议解决网络同步问题的方式,包

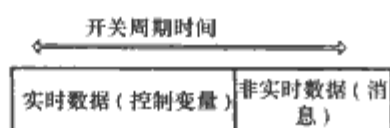


图 14.3-10 在传输时间段中的数据分配

括系统采用的数据格式、各类数据格式在环形网络内的延迟机理及信号延迟时间估计，此处不再赘述。分布控制系统的数据结构如图 14.3-11 所示，环形网络中对于同步延迟的累计效果如图 14.3-12 所示。

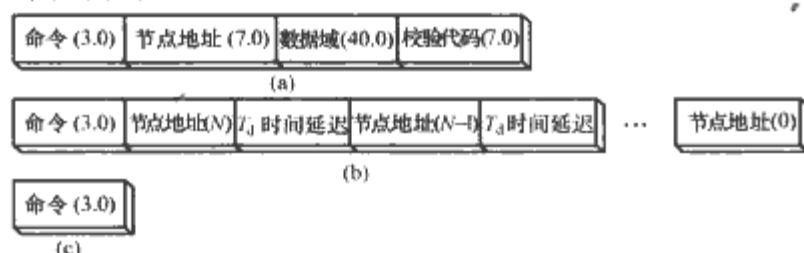


图 14.3-11 分布控制系统的数据结构图

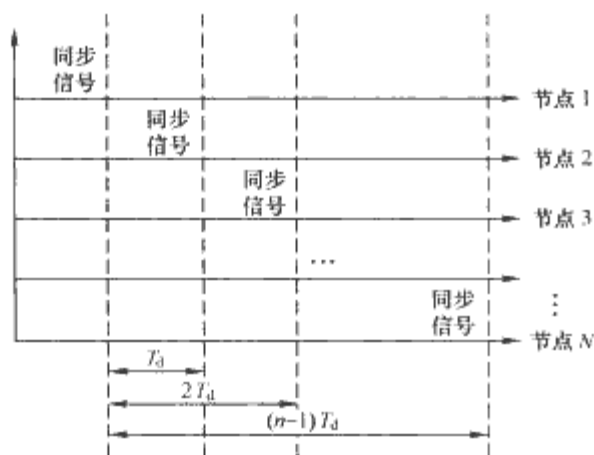


图 14.3-12 环形网络中对于同步延迟的累计效果

采用数字延迟补偿的同步方案如图 14.3-13 所示。解决同步问题的关键在于：怎么让网络中的节点“知道”它自身相对位置及正确的附加延时。由于网络在运行前需要被配置，所有的节点需要分配一个动态地址。信息能够被传到每个节点来确定一个延时。实际上，主节点负责系统的配置并且它传递给各个节点同步信息，即需要引入多少个的延时单位后同步信号到达这个节点。

延时电路能够由简单的以总线时钟为基准的计时来实现，典型的是总线时钟的 $1/2$ ，这可以降低节点之间的同步抖动。图 14.3-13 所示方案的另一个重要的特征是每个节点都有自己的时钟，即使网络同步信号没有每个开关周期都传播，本地时钟能够继续运行 PWM 模块及其相关功能。这个时钟可以不间断地进行网络的再同步，当下一个同步信号到达的时重新调节本地时间。

同步帧如图 14.3-11 (b) 所示，帧的开头是同步的命令，然后是 8 位从节点的地址和延时域，延时域耗费的时

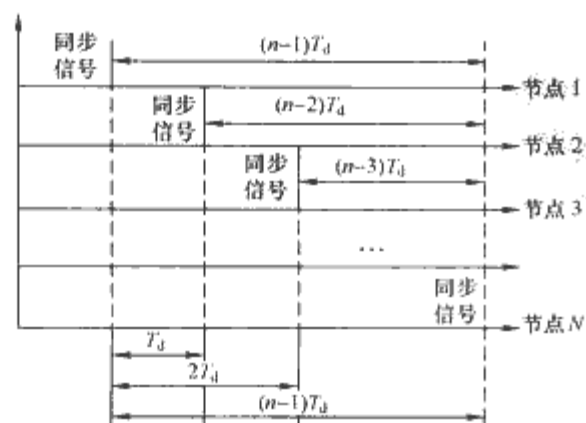


图 14.3-13 带有延迟补偿算法的网络同步方案

间位 T_d ，用来作为传播延时的补偿。第一个要传输的地址是最后一个接受的从节点。这些地址数据块数量上和这个环形网络上的从节点是一样的，而这些节点需要同步。第一个域即同步的命令提醒这些节点等待这些延时的时间以便同步，第二个域指明了需要同步的节点的地址。在同步的命令过去之后，各个节点就等待与其相一致的地址域。当接收到了地址域之后，节点就产生了同步的信号。由于所有的地址是按照相反的顺序发出的，使得这些节点校正了节点的延迟。

4.3.4 借助智能快速网络的同步方案

针对电力电子分布式系统的高速智能网络，可以极大提高网络上信息传输的速度，因此信息传输延时被显著缩短。当速度达到一定值，仅借助该网络结构已经完全可以解决系统的网络延时所造成的不良动态响应。

5 电力电子网络的建立

各种类型和规模的现代电力电子系统可视为一智能化的功率与信息处理系统，应用系统之间以及应用系统内部都存在大量的信息交互，因此，网络化是未来电力电子应用系统的一个重要特征。电力电子系统网络可依据数据传输实时性的要求来划分不同网络等级，依次为系统级网络和控制级网络。系统级网络一般用于传输非实时性数据，包括数据下载、系统设置和监控等内容。综合系统级通信容量、通信协议和网络成本等因素，可以选择相应的网络结构、协议和接口。控制级网络最主要的特点就是网络实时性，对于电力电子系统来说，还存在网络的精确同步和抗干扰问题。

5.1 电力电子网络建立的需求

网络化是电力电子装置发展的一个趋势，通过网络对装置进行远程监控、设置和协调控制等，以满足电力电子装置的不同需要。在分布式电力电子系统中，通过网络对在空间上相距甚远的电力电子控制系统进行信息实时交换，实现整个分布式系统的协调控制。随着电力电子装置的控制功能和保护功能的加强，其系统的技术水平在不断提高，复杂程度也相应增加，这给系统的生产、维护和运行带来一定的困难，通过网络实现远程监控、远程故障诊断，掌握现场设备运行的状况和故障原因，以便于对设备正确维护和处理。

普通计算机信息网络由各种计算机（包括 PC 机）以及网络连接设备所构成，计算机之间通过网络共享资源和数据信息。电力电子网络主要用于完成自动化任务，它在网络节点设备类型、传输信息种类、目标任务执行以及网络所处的工作环境等方面，都与普通计算机信息网络有所不同，属于一类特殊的自动化信息与控制网络。与一般自动化系统网络相比较，电力电子网络更加强调实时性与同步性。

电力电子网络的建立需要考虑的问题很多，如网络拓扑、网络传输介质、网络通信量、传输的数据类型、网络覆盖的地理范围、节点间的距离、网络的延时和同步以及网络的通信协议等。

5.2 网络结构与通信介质

5.2.1 网络结构

网络拓扑结构是指网络中节点的互联形式。与普通计算机网络拓扑一样，电力电子网络拓扑可以分为环型、星型、

总线型和树型网络结构,如图 14.3-14 所示。

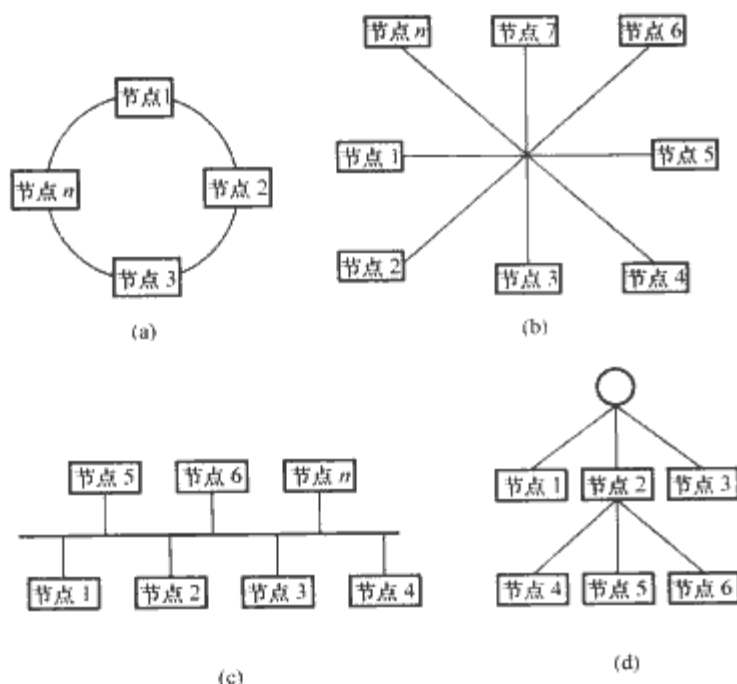


图 14.3-14 典型的网络结构

(a) 环型; (b) 星型; (c) 总线型; (d) 树型

(1) 环型网络。环型拓扑的网络连接设备只需简单地采用中继器,节点需提供拆包和存取控制逻辑。环型网络的中继器之间可使用高速链路(如光纤),与其他拓扑相比,它可提供更大的吞吐量,适合于工业环境。在环型网络中,增加或删除一个设备只需改变两根连线。环网缺点是:信号只能单向传输,另外在环路中一个设备的故障会导致整个网络瘫痪。

(2) 星型网络。星型拓扑采用集中式通信控制策略,所有通信均由中央节点控制。随着节点数增加,中央节点的结构显得非常复杂,然而每个节点通信量很小。在星型拓扑连接中,一条线路受损,不会影响其他线路的正常工作,整个网络的可靠性较好。星型网络适用于终端密集的应用场合。

(3) 总线型网络。总线型网络是工业数据通信中应用最为广泛的一种网络拓扑形式。总线上任一个节点发送数据,所有其他节点都能收到。任一时只允许一个节点发信息,总线型网络易于安装。但是随着信号在网段上传输距离的增加,信号会逐渐变弱,在给定长度的电缆上,对可连接的设备数量、空间分布等都要进行限制。

(4) 树型网络;树型拓扑的网络即可以看作星型网络的扩展形式,也可以看作总线型网络的扩展形式,是适应性很强的一种拓扑,使用范围很宽,对网络设备的数量、传输速率和数据类型等没有太多限制,可达到很高的带宽。树型网络非常适合应用于分主次、分等级的层次型控制网络系统。

5.2.2 网络传输介质

电力电子网络中常用的传输介质有同轴电缆、双绞线、光纤和无线介质四种。

(1) 双绞线是最常用的传输介质。为了减少电磁干扰,各线对采用螺旋排列,它既可以用于点对点连接,也可以用于多点连接。双绞线的价格低于其他传输介质,具有安装、维护方便的优点。

(2) 同轴电缆。它比双绞线的屏蔽性更好,能以更高速度传输得更远。根据同轴电缆的带宽,同轴电缆可以分为基带同轴电缆和宽带同轴电缆两类。基带同轴电缆一般仅用于数字数据信号传输;宽带同轴电缆可以使用频分多路复用方法,将一条宽带同轴电缆的频带划分成多条通信信道,以支持多路传输。基带同轴电缆的最大距离限制在几公里范围内,而宽带同轴电缆的最大距离可达几十公里。同轴电缆连

接形式既支持点对点连接,也支持多点连接。由于同轴电缆的结构使得它的抗干扰能力较强,曾在网络系统中广泛使用,但现在已大量被光纤所取代,只是在有线电视和某些局域网中使用。

(3) 光纤。它是网络传输介质中性能最好的一种通信介质,光纤传输速率可达几千兆每秒。它的种类有玻璃和塑料材质的光纤。玻璃光纤信号衰减极小,可以在 6~8km 距离内不使用中继器实现高速率数据传输。此外光纤不受外界电磁干扰与噪声的影响,特别适合在电磁噪声污染严重的应用场合。

(4) 无线通信。无线通信主要有微波通信、红外通信与激光通信。微波通信工作频率范围大致在 $10^9 \sim 10^{10}$ Hz (1~10GHz),它属于一种视距传输,只能沿直线传播,不能绕射;红外通信与激光通信也属于方向性极强的直线传播,发射端与接受端必须可以直视,中间没有阻挡。由于微波、红外和激光通信不需要敷设电缆,可以简化网络的物理连接。

5.3 电力电子网络建立实例

在分布式风力发电系统中,电力电子装置除了向电网输送能量外,还具备一些其他功能,如有源滤波和无功补偿等。根据风力波动的特点,风力发电产生的有功功率同样也是波动的,图 14.3-15 所示为一天当中风能所能产生的有功功率和无功功率。为了通过分布式风力发电系统协调补偿电网畸变电流和无功功率,并网发电装置之间必须进行信息交换,以实现它们之间的协调控制。

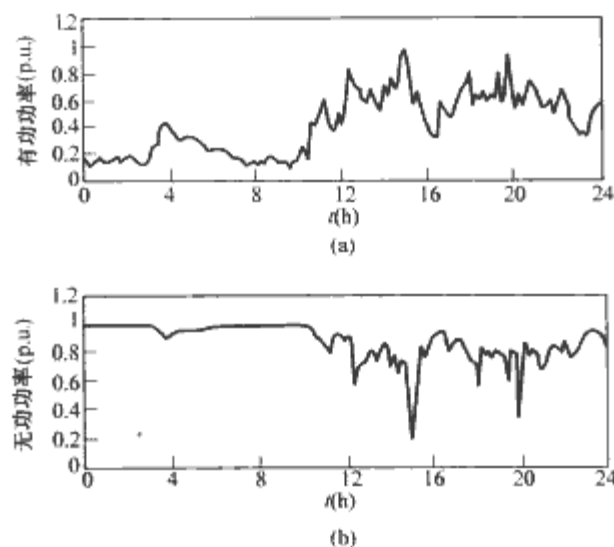


图 14.3-15 风力发电系统中所能产生的功率与时间的关系
(a) 有功功率; (b) 无功功率

5.3.1 网络结构

采用总线型结构的网络系统如图 14.3-16 所示。变流器的信息汇集到数字控制单元,数字控制单元根据需要对相关信息进行协议打包,通过网络发送到其他发电装置,其他发电装置依据接受信息进行相应控制。网络通信介质采用双绞线。

5.3.2 网络协议

整个风力发电系统采用基于互联网协议 (Internet Protocol IP) 的通信网络把所有风力发电单元进行连接,网络的传输协议采用用户数据报协议 (User Datagram Protocol, UDP)。而不用基于连接的传输控制协议 (Transmission Control Protocol, TCP),以保证传输信息的及时传送和接受。整个网络的层次结构如图 14.3-17 所示,在应用层与协议层之间还有一层接口,称为代理,代理为应用层提供网络的抽象,代理由连接管理、同步模块、若干网络监听用户和出错处理模块几

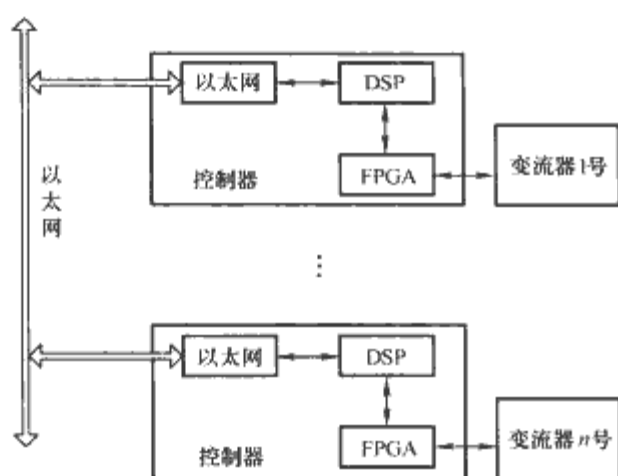


图 14.3-16 分布式风力发电系统网络结构

部分组成。连接管理主要实现网络虚拟连接的建立和撤销；同步模块为网络上连接的用户提供周期性的同步信息；当网络同步信息超时或终止，系统启用出错处理模块。

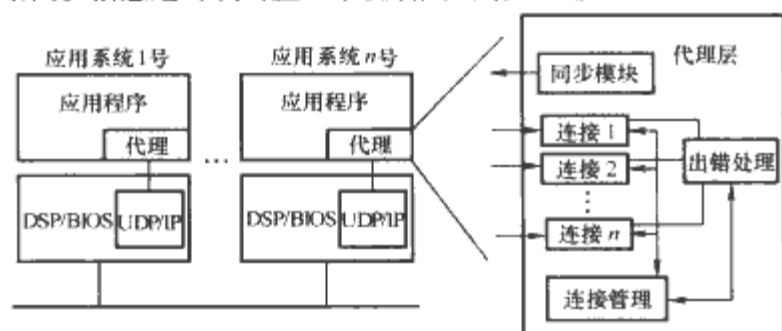


图 14.3-17 网络层次结构

6 系统控制平台

6.1 硬件系统

6.1.1 硬件系统总体结构

电力电子数控平台集成属于电力电子系统集成的范畴。与电力电子模块化、拓扑标准化相区别，电力电子集成化数控平台面向复杂电力电子应用系统，属于中大功率应用系统中的控制部分，它既有核心控制部分等模块化特征，又有通信、检测、显示等向整个系统网状延伸的特点。从广义上看，它也属标准化的功能块概念，但它不是以功率变换作为直接目标的。通常功率集成模块中具有功率流、信息流与热量流，而在电力电子集成化数控平台中主要是信息流和控制流。

现代电力电子装置基本上可以分解为几大基本部件，包括主电路开关网络、驱动模块、数字控制核心模块、传感器模块、人机界面模块、辅助电源模块和机械开关等几个部分。图 14.3-18 为集成化数控平台一般性概念，电力电子系

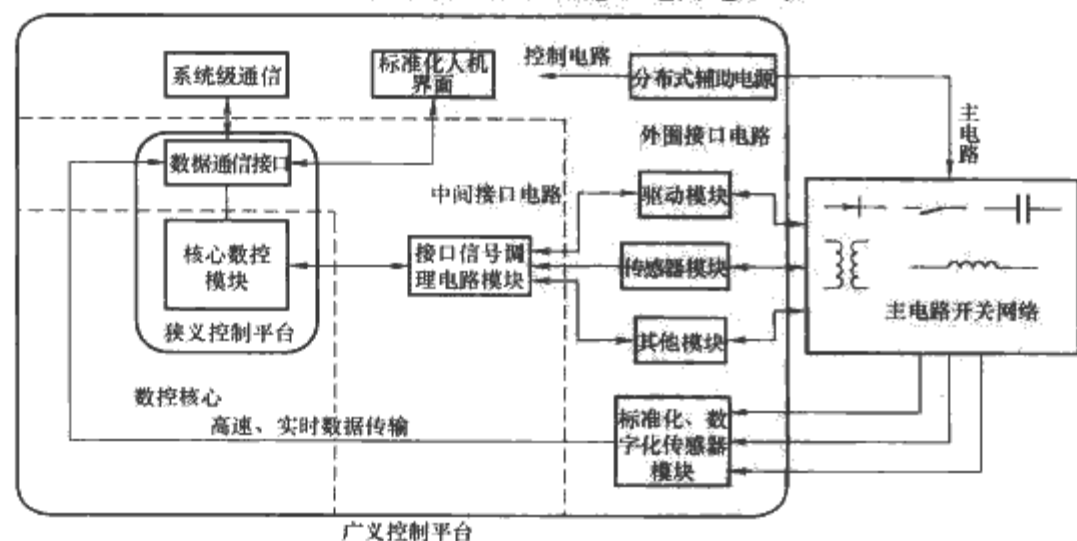


图 14.3-18 集成化数控平台一般性概念

统集成化数控平台的核心部分是核心数控模块。中间部分为接口电路层有：①接口信号调理电路模块；②数据通信接口。外围功能电路有：①标准化分布式辅助电源；②传感器和数据采集系统；③标准化功率开关驱动模块；④标准化人机界面；⑤系统级通信等。

数控平台是执行控制系统的硬件载体，可以包括除主电路以外的其他功能电路单元，内容非常广，除主电路之外的其他功能电路统称为广义控制平台。电力电子数控平台集成的一个核心任务就是为大部分电力电子控制系统提供集成化的软硬件资源，包括集成化的硬件平台和软件资源。系统控制平台将具有控制硬件的通用性和软件的可重构性，使得电力电子控制系统的设计得到简化，性能得以提高。

6.1.2 数字控制核心

数字控制核心是电力电子数字控制平台的核心部件，其基本接口如图 14.3-19 所示。数字控制核心所提供的硬件资源接口应该具备以下两个特征：①具有普遍适用性，能满足大部分电力电子控制需要；②具有扩展接口，以增加数字控制核心的适用性。一般来说，作为通用的电力电子数字控制核心必须提供以下几类基本接口。

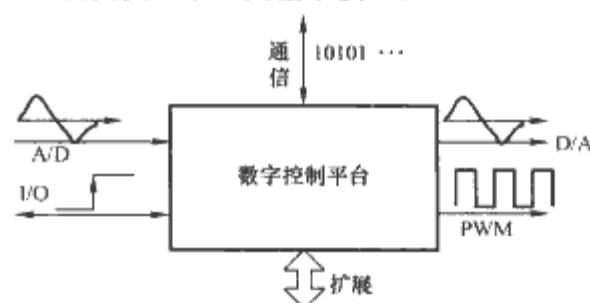


图 14.3-19 数字控制核心的基本接口

(1) A/D 接口。控制器需要检测被控对象一些状态量来实施控制，这些状态量的获取往往通过专用传感器变成相应的电信号送入控制器，A/D 作为控制器感知部件是必需的。

(2) PWM 接口。控制器在完成相应控制算法后，输出相应控制量去控制被控对象，一般电力电子系统都通过开关器件的通断来改变电路运行状态，从而实现系统控制。在现代电力电子技术中，PWM 调制方式是实现器件开关控制的最常见技术，因此 PWM 是控制器一个重要执行单元。

(3) D/A 接口。PWM 接口输出的是半数字控制量，而 D/A 接口输出的是模拟控制量，在一些数模混合系统中，需要用到模拟量输出。

(4) I/O 接口。被控对象信息除了以模拟方式输入控制器外，一些信息还直接以数字方式输入控制器，如开关器件的故障状态，外部事件信号等。同时在一些控制中也需输出一些逻辑或状态，因此 I/O 接口是数字控制器不可或缺的资源。

(5) 通信接口。上述接口都是基于集中式电力电子控制系统设计的，利用上述接口，数字控制核心本身可以提供独立的控制功能，但是整个控制核心是封闭的，不能与外界交换信息。在有些情况下，电力电子装置仅仅作为整个大系统的一个执行元件，需要与其他控制器之间进行协调共同完成控制功能。另外，随着电力电子积木 (PEBB) 的发展和电力电子分层控制概念的提出，各层之间信息并不采用传统的集中方式进行汇集，而是采用通信方式

交换各层之间的信息。因此,通信接口是实现数字控制核心与外界信息交换的重要方式。

(6) 扩展接口。系统扩展能力决定数字控制核心的通用性程度,但目前扩展对象缺乏统一标准接口,因此电力电子数字控制器并不如个人计算机那样具有标准扩展接口。采用可编程逻辑器件,可以让用户来定义和配置扩展接口。

6.1.3 人机界面

人机界面是用户与微机控制系统的接口,是联系用户和系统硬件、软件的一个综合环境,是微机控制系统与用户进行信息交流的重要通道。人机界面主要包括输入和显示两大部分。

6.1.3.1 键盘接口技术

(1) 少量功能键的接口技术。对于具有少量功能键的系统,多采用相互独立的接口方法,即每个按键接一根输入线,各键的工作状态互不影响。采用硬件中断或软件查询方法均可实现其键盘接口。设某系统需要8个功能键,采用中断方式接口的硬件电路图,如图14.3-20所示。按键SB0~SB7各具一种功能,当其全部打开时,对应的各条列线全部为高电平,使8输入与非门(74LS30)输出为低电平,反相后为高电平,不产生中断,当某个键被按下时,INT0端变为低电平,向CPU申请中断。CPU响应后,用查询的方式找出被按下的功能键,再通过软件查找出功能键服务程序的入口地址。

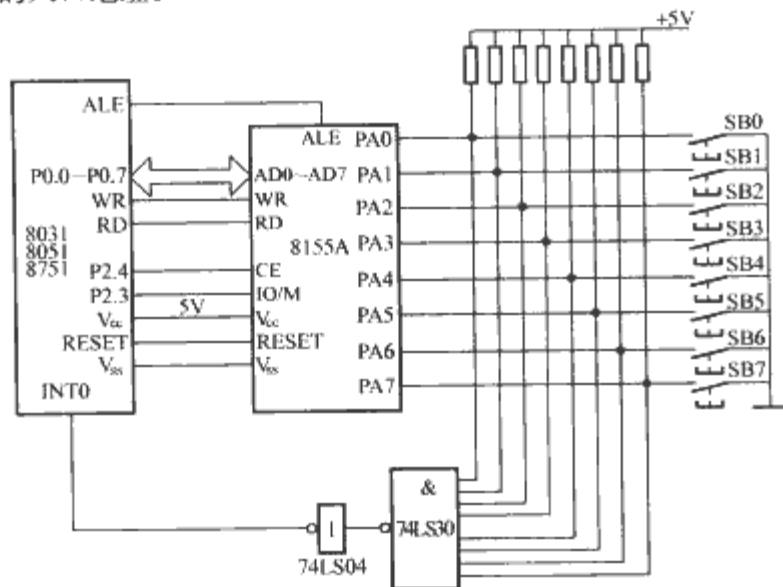


图 14.3-20 少量操作功能键硬件接线图

(2) 矩阵键盘的接口技术。矩阵式键盘一般应用在按键数量比较多的系统之中,这种键盘由行线和列线组成,按键设置在行、列结构的交叉点上,行列线分别连接在按键开关的两端。列线通过上拉电阻接至正电源,以使无键按下时列线处于高电平状态。

键盘矩阵与数字控制器的连接,应用最多的方法是采用I/O接口芯片,如8155、8255等。有时为简单起见,也可采用锁存器,如74LS273、74LS244、74LS373等。

图14.3-21所示为4×8矩阵组成的32键键盘与单片机接口电路。采用8255A来扩展键盘I/O口,端口C为行扫描口,工作于输出方式。端口A工作于输入方式,用于读列值。图中I/O口地址必须满足CS=0,才能选中相应的寄存器。在每一行与列的交叉点上均接一个按键,可以采用扫描方法读入键值,然后根据相应的键值确定是功能键还是数字键,并分别处理。

6.1.3.2 显示接口技术

在电力电子应用系统中,常用的显示方式有模拟式显示仪表、CRT显示终端和LED或LCD显示。在这些显示方式中,模拟式显示仪表能连续显示,但价格比较贵、体积

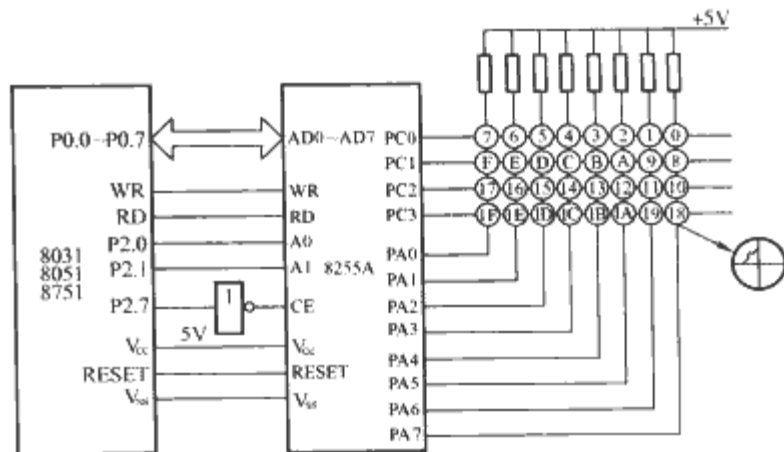


图 14.3-21 用8255A接口的4×8键盘矩阵

大,读数不方便,有一定的误差,在数字系统中一般不宜采用。CRT终端是目前微机控制系统中也较为常用的显示设备,它不但可以显示数字,而且可以显示画面等。LED数码管具有结构简单、体积小、功耗低、响应速度快、易于匹配、寿命长、可靠性高等优点,广泛应用于显示不太复杂的电力电子应用系统中。而LCD功耗低、显示内容丰富,也在电力电子应用系统中得到广泛应用。目前,在电力电子应用系统中,主要采用LED和LCD进行显示。

(1) LED显示。LED发光管由若干个发光二极管组成,能显示出各种字符,根据材料的不同,可相应发出红、黄、蓝、紫等各种单色光。发光二极管可以有多种组成形式。根据显示块内部发光二极管的连接方式不同,又有共阴极和共阳极两种形式,如图14.3-22所示。常用的LED显示方法分动态和静态显示。

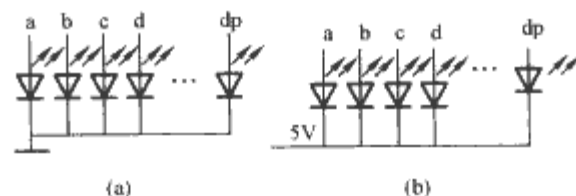


图 14.3-22 LED两种不同接法

(a) 共阴极接法; (b) 共阳极接法

1) 动态显示就是微处理器定时对LED器件扫描显示,显示器件分时工作且每次只有一个器件显示。这种显示的优点是使用硬件少、价格低、线路简单,但所占用微处理器的资源较多。

2) 静态显示是由微处理器一次输出显示模型后保持该显示结果,直到下次发送新的显示模型为止。这种显示占用机时少,显示可靠。但是这种显示方法的缺点是使用元件多,线路比较复杂,且功耗大。

(2) LCD显示技术。液晶显示器是一种利用液晶的扭曲/向列效应制成的显示器,它具有功耗低、抗干扰能力强、体积小、廉价等特点,广泛应用于电力电子装置中。常用的液晶显示器有字符型液晶显示模块和点阵型液晶显示模块。其中字符型液晶显示驱动方式一般有两种,直接驱动(或称静态驱动)和时分隔(多极)驱动方式。点阵液晶显示器不但可以显示字符,而且可以显示各种图形及汉字。通常把液晶控制电路和液晶显示器集成在一起,组成显示模块,并可以与微处理器直接连接,方便使用。

6.1.4 辅助电源

辅助电源是电力电子装置的必要组成部分,也是保证系统控制平台完成信息处理和控制正确执行的重要部件。另外,随着功率等级的升高,为了确保控制电路和主功率电路的安全隔离,辅助电源的隔离性能也需要提高,与此同时,

主功率部分的驱动电源间隔离的供电电压往往是高频信号,隔离难度较大,而且所需隔离电源的路数也随着主电路拓扑的不同而不同。常用的方法是采用功率母线形式的分布式电源(Distributed Power Supply, DPS)。分布式电源是把输入的电压(电流)变换成某一规定的电压(电流),在需要的地方用DC/DC(AC/DC)变流器变成系统所需要的电压(电流)。分布式电源系统按总线结构可以分为直流总线型和交流总线型两种,如图14.3-23所示。

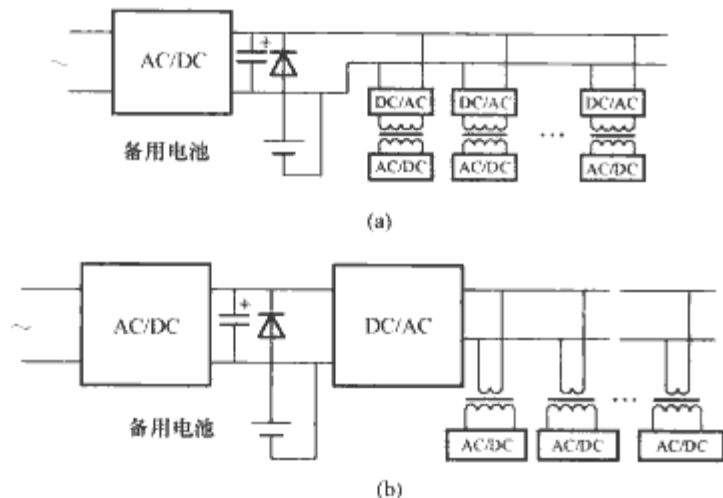


图 14.3-23 分布式辅助电源系统结构

- (a) 直流母线分布式辅助电源;
(b) 交流母线分布式辅助电源

6.1.4.1 直流母线分布式电源系统

在如图14.3-23(a)所示的直流总线结构的分布式电源系统中,有两级DC/DC变换,需要完成两级逆变和整流,由于每一级都引入了功率损耗,因而系统总体效率并非最优。然而,直流总线结构由于固有的低噪声、低导通损耗以及成熟的DC/DC变换模块,使得其应用较广。

6.1.4.2 交流总线分布电源系统

在如图14.3-23(b)所示的交流总线结构中,由于仅需一级逆变和一级整流就可以完成变换,因而交流分布式电源系统比直流总线型效率更高。主要优点有:电压、电流变换容易,有效的接地噪声隔离,高压绝缘隔离比较简单,通过一个分布式变压器即可实现无连接器式的连接。

(1) 应用交流总线型DPS需注意以下问题:

1) 交流母线上产生的电磁辐射噪声易干扰敏感的设备,需采用特殊(屏蔽或扁平)电缆以使交流总线噪声最小。

2) 高频时的集肤效应使系统总线上的阻抗增加。为了使系统总线阻抗不致太大,实用的最大总线频率限制在20~100kHz,因此在负载变流器中,总线电压整流后需要滤波器。

(2) 交流母线结构有两种形式:并联型和串联型。

1) 并联型交流母线结构如图14.3-24(a)所示,每个单元的输出模块都并联接到交流母线上,该母线上输出的是交流电压信号。每路输出模块可以通过变压器取出母线上的交变电压功率信号,经过简单的整流和滤波,成为一路稳压电源。

2) 串联型交流母线的结构如图14.3-24(b)所示,每个单元的输出模块都串联流到交母线上,这种交流母线结构,母线上须输出交流的电流信号。与并联型一样,各路输出模块也通过一个变压器取出交流功率信号,经过类似的整流和滤波,并应用并联式稳压线路输出稳定电压。

6.1.5 集成驱动模块

电力电子器件的驱动电路是电力电子主电路与控制电路之间的接口,是电力电子装置的重要环节。随着驱动技术的日趋成熟和功率集成电路的日益普及,驱动电路集成化发展

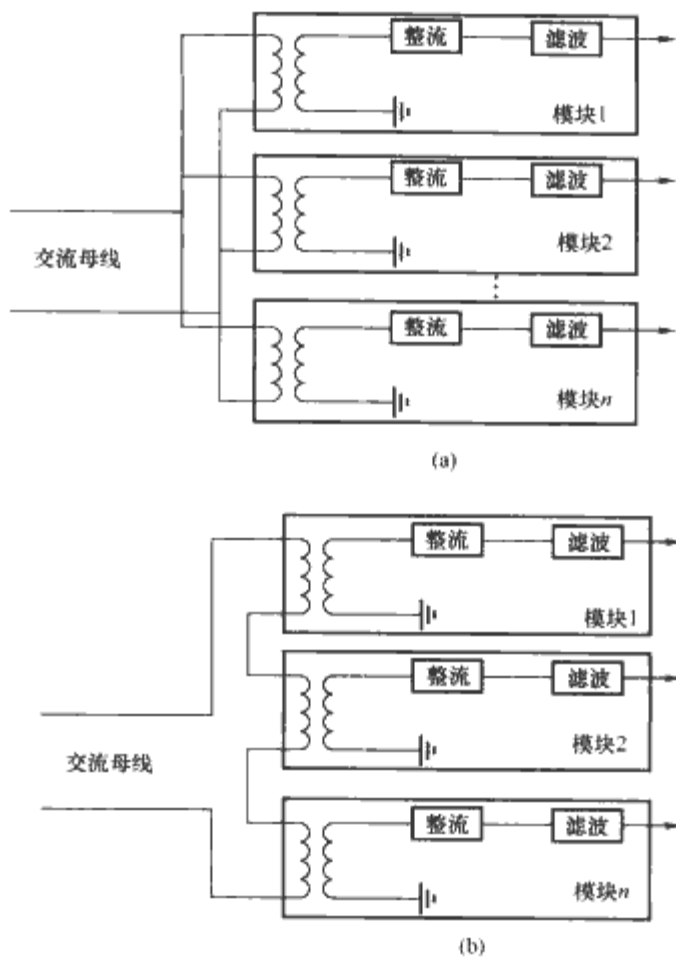


图 14.3-24 交流母线结构

- (a) 并联型; (b) 串联型

已是一种趋势,集成驱动模块对提高电路可靠性和简化电路设计均有益处。这里以两种集成驱动器来举例说明。

6.1.5.1 IR2110 驱动芯片

IR2110是美国国际整流器公司(International Rectifier Company)出品的一种双通道高压、高速功率器件栅极驱动的单片式集成驱动器。开关频率为100kHz,可用于驱动工作电压为500V的功率场效应晶体管(简称功率MOSFET)或绝缘栅双极型晶体管(简称IGBT),整个芯片由输入级、输出级、电平转换电路等组成。

6.1.5.1.1 封装形式和引脚排列

IR2110采用DIP-14、DIPw/o-14、DIP-16及DIPw/o-16四种封装外形,引脚排列如图14.3-25所示。

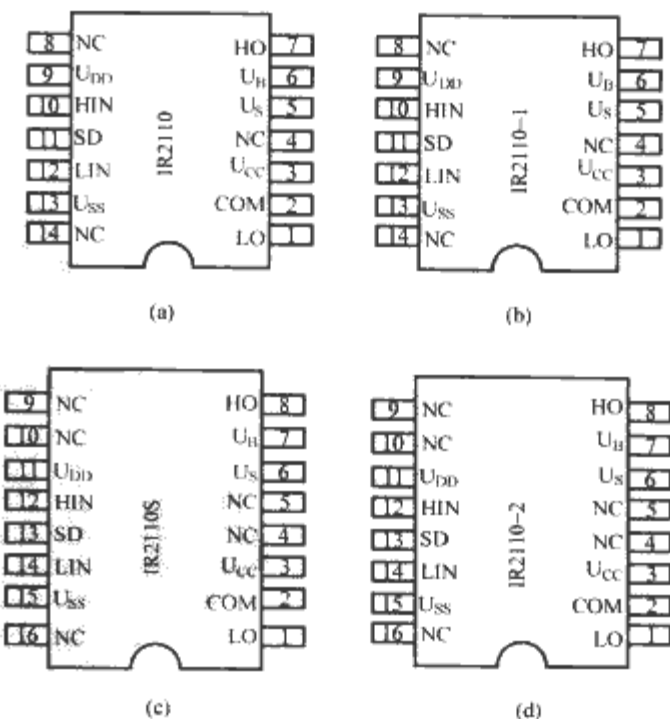


图 14.3-25 IR2110 四种不同封装

- (a) DIP-14; (b) DIPw/o-14; (c) DIP-16; (d) DIPw/o-16

6.1.5.1.2 内部结构

IR2110 的内部结构及工作原理框图如图 14.3-26 所示 (以 DIP-14 给出引脚标号)。

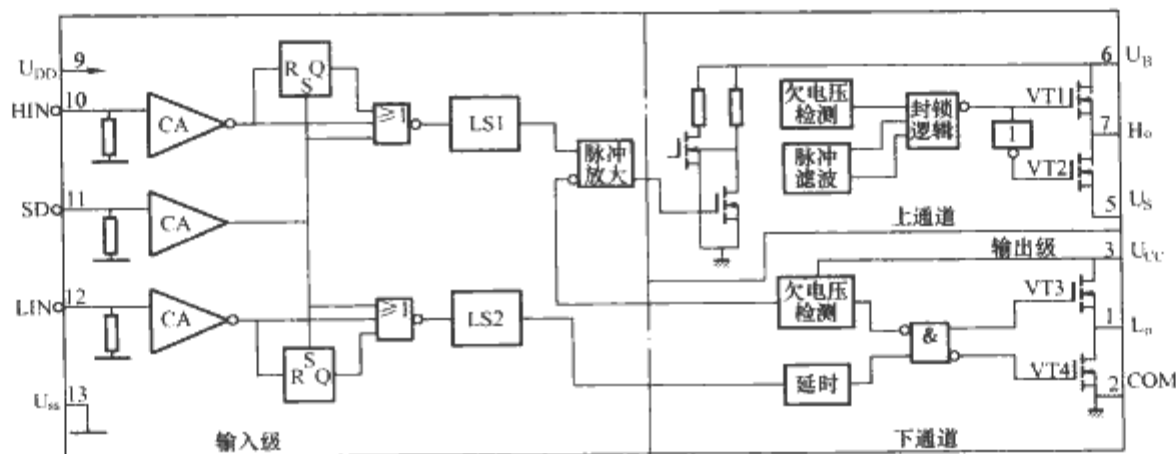


图 14.3-26 IR2110 内部功能结构图

(1) 输出级，由低压通道和高压通道构成。

1) 低压侧通道：由 VT3 和 VT4 接成推挽式，其驱动电源从 COM 和 U_{CC} 端接向驱动电源，输出最大电流为 2A，保证后续 MOSFET 开通和关断时所需的栅极充放电电流。为了尽可能减少栅极驱动回路的电感，MOSFET 与 IR2110 的 COM 端必须直接可靠连接。若驱动电源 U_{CC} 低于规定值 (8.2V)，欠电压检测单元会阻断通道工作，直至 U_{CC} 恢复正常，欠电压检测单元才重新使通道畅通。

2) 高压侧通道：由 VT1 和 VT2 组成，也是推挽结构，其输出端接至 MOSFET 栅极，由于该管处于桥的上臂， H_o 和 U_s (5) 的电位为悬浮，故 U_B 和 U_s 接自举电路 C_B 两端，输出最大电流也为 2A。 U_s 端必须直接可靠地连接后续 MOSFET，此通道也设有欠电压检测单元，功能与低压通道相同。

(2) 输入级。

1) 高压通道信号输入端 HIN (10) 和低压通道信号输入端 LIN (12) 的信号均来自前置逻辑电路。驱动电路的输出级与 MOSFET 栅极直耦，故驱动电路与前置控制电路间设有电隔离环节。

2) 另一路输入信号由 SD 端加入。这是一个封锁信号，当 SD 为低电平时，两路输入信号均有输出；相反，若 SD 置高位，则两路信号均被封锁。

上述三个输入信号均接有施密特触发器 CA，其滞后电平为 $0.1U_{DD}$ ，作用是提高电路抗干扰能力和接受缓升输入信号。

(3) 电平转换电路。LS1 是实现逻辑电源 U_{DD} 和驱动电源 U_{CC} 之间的转换，属于低压间转换。LS2 在高压通道中，当后续 MOSFET 导通时， U_s 端电位将上升至主电路直流电源电压 U_d ，相应其控制信号对功率地 COM 的电位也上升至 U_d ，通过 LS2 实现这种高压电平的转换。

(4) IR2110 主要技术指标：

- 1) 主电路直流电压： $U_d = 500V$ 。
- 2) 开关频率 $f_s = 100kHz$ 。
- 3) 输出通道数：2。
- 4) 开通延时 $t_{d(on)} = 120ns$ 。
- 5) 关断延时 $t_{d(off)} = 90ns$ 。
- 6) 驱动电源 U_{CC} 端为 10~20V。
- 7) 控制逻辑电源 $U_{DD} = 5\sim 20V$ 。
- 8) 控制地（逻辑地） U_{SS} 端与驱动地（功率地）COM 之间的工作偏移量为 $\pm 5V$ 。
- 9) 输出电流峰值 $I_o \geq 2A$ 。

10) 悬浮方式：外接自举电路，工作范围 4~500V。

6.1.5.2 SCALE 集成驱动模块

SCALE 集成驱动模块是瑞士 CONCEPT 公司生产的，专为 IGBT 和功率 MOSFET 提供驱动的一种电路。它具有多功能、低成本、易使用、可靠性好等特点。根据实际应用中驱动性能、驱动输出通道数目、隔离等不同要求，SCALE 集成驱动模块具有相应的不同型号，可满足不同的需求。

6.1.5.2.1 SCALE 驱动器的性能特点

SCALE 器件提供的驱动电流可达 18A，输出驱动信号的导通电平为 +15V，关断电平为 -15V；开关频率范围为 DC 100kHz；具有 500V~10kV 的电气隔离特性；占空比为 0~100%。同时，这种器件内部还带有短路和过流保护电路、隔离的状态识别电路、电源检测电路和 DC/DC 开关电源。

6.1.5.2.2 SCALE 驱动器的内部结构

SCALE 器件的内部结构如图 14.3-27 所示（两通道），由图可见，驱动器由三个功能单元组成。

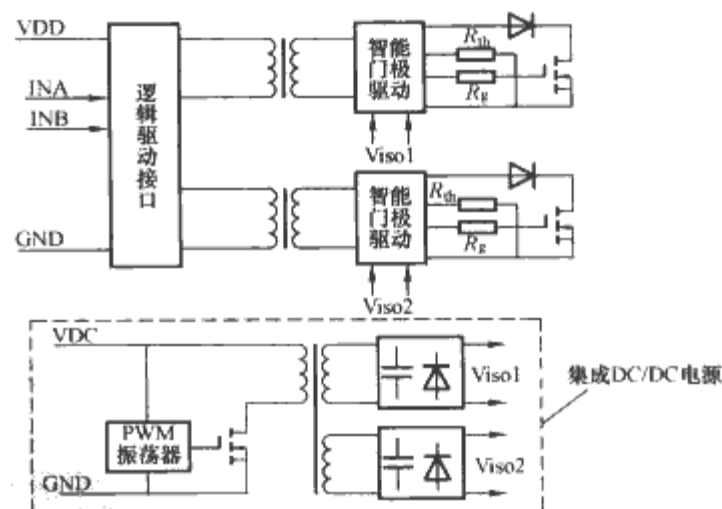


图 14.3-27 SCALE 集成驱动芯片内部一般结构

(1) 第一个功能单元是逻辑驱动接口 (LDI)，用于驱动两个通道。当加在输入端 INA 和 INB 的 PWM 信号经过处理后，其驱动信息分别送到每个驱动通道的脉冲变压器。由于变压器不易传输频率范围和占空比都比较宽的 PWM 信号，LDI 主要用来解决这个问题。LDI 的主要功能如下：

1) 为用户提供一个简单的接口，它的两个信号输入端都有施密特触发电路。

2) 提供简单的逻辑电源接口。

3) 在半桥方式中产生死区时间。

4) 对 PWM 信号进行调制, 以便通过脉冲变压器传输。

5) 评估脉码状态识别信号及随后的缓冲, 以便为用户提供提供一个准静态的识别信号。

SCALE 驱动器可与多种逻辑电平兼容, 无须附加电平转换电路。脉冲变压器负责驱动信号的隔离, 同时可将来自每个通道的信息反馈给 LDI。

(2) 第二个功能单元是智能门极驱动 (IGD)。对应于每个驱动通道都有一个 IGD, 其主要功能如下:

1) 接受来自脉冲变压器的 PWM 调制信号, 并将其复原成 PWM 信号。

2) 对 PWM 信号进行放大, 并驱动功率管。

3) 对功率器件进行短路及过电流保护。

4) 欠电压监测。

5) 产生响应和关断时间。

6) 传输状态识别信号给 LDI。

(3) 第三个功能单元是集成 DC/DC 电源。所有标准的 SCALE 驱动器都有一个 DC/DC 变换器, 以便为各个驱动通道提供工作电源, 因而该驱动器只需一个稳定的 15V 直流输入电源。

6.1.6 集成传感器模块

集成传感器模块是一种智能传感器系统, 根据智能传感器系统的构成可以相应确定传感器模块的基本硬件结构。智能传感器系统就是带微处理器、兼有信息检测和信息处理功能的传感系统。智能传感器系统的最大特点就是将传感器检测信息的功能与微处理器的信息处理功能有机地融合在一起, 它具有类似于人工智能的作用。智能传感系统可以将传感器与微处理器集成在一个芯片上, 构成所谓的“单片智能传感器系统”, 也可以将传感器、微处理器和调理电路集成一个电路模块中。

智能传感器系统的基本框图如图 14.3-28 所示, 主要包括传感器、信号调理电路、模/数转换电路、微处理器、存储器、高速通信接口、人机接口, 以此为基础可以确定集成传感器模块的基本框架。在电力电子系统中, 主要测量信号为电压和电流, 这些直接被测量通过调理电路、模数转换以及微处理器的处理, 也可以通过通信网络直接传给数控核心单元, 或者利用这些被测量重构其他一些物理量。如在电力电子集成传动系统中, 可以利用电流和电压传感器检测出电机的端电压和电流, 然后通过信号调理电路和数模转换, 由传感器内置 DSP 的算法实现不同坐标系内的电压、电流、转矩、磁链的观测和电机转子位置/速度的估算, 然后再通过通信网络传送给数控核心单元。

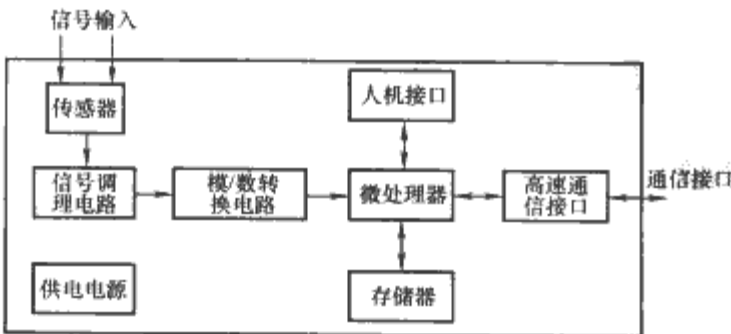


图 14.3-28 集成传感器基本结构框图

6.1.7 通信模块

6.1.7.1 电力电子系统分层结构

通常, 一个变流器可以大致分为如图 14.3-29 所示的门极驱动控制、调制及电流内环控制、负载控制以及系统级控

制四个部分, 由内而外对控制实时性要求逐渐减弱。根据对系统的划分, 如图 14.3-30 所示整个系统可以划分成硬件管理层、应用管理层和系统管理层。硬件管理层主要处理面向硬件的低层管理, 执行低级的基于硬件的控制任务, 如开关管的 PWM 控制信号处理, 主电流功率管过电流、过电压、过热等保护信号的处理; 应用管理层主要面向不同应用对象的处理, 其所需控制完全独立于具体的功率电路, 包括软开关电路控制和通用控制功能, 如控制算法实现、PWM 的产生、信号传感、A/D 转换和保护等; 系统管理层则实现整个控制系统的控制和管理, 负责系统级的初始化配置、功能设定和监控整个系统的运行。

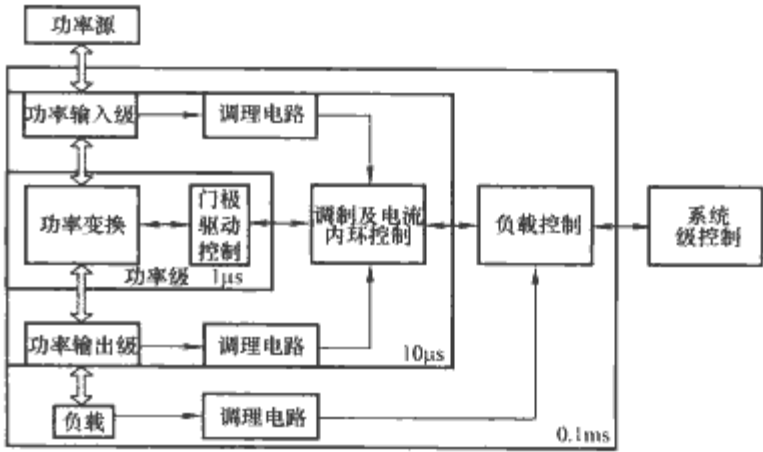


图 14.3-29 变流器构成及不同硬件层对控制时间的要求

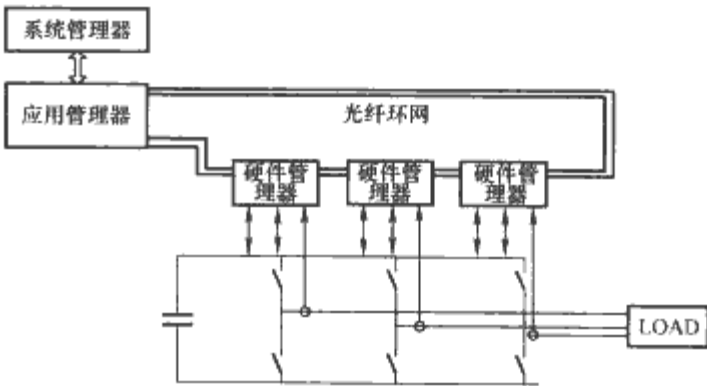


图 14.3-30 基于 PEBB 的分布式控制结构

6.1.7.2 各层之间的通信接口

各个管理层之间的信息交换需要通过通信方式来实现, 它们之间根据管理层的内容需要不同带宽的通信网络, 其中和主电路关系最为密切的硬件管理器要求需要较快的处理速度, 与其他控制层相比较, 该层的数据通信速率最高。为了提高该层数据传输速率、信号传输的 EMI 抗干扰能力以及控制器之间的良好的电隔离, 通常硬件管理层与应用层之间采用菊花环形光纤网络。

在选择和设计系统层与应用管理层之间的通信方式时, 主要需要考虑以下几个因素:

(1) 通信容量。系统管理层可能连接许多功能各异的应用管理器, 随着系统中应用管理器节点的增加, 这一层的数据通信量同时增加。

(2) 通信协议。系统级通信网络另一个重要特点就是传送非实时性数据, 非实时性数据包括数据下载、系统设置和监控等内容, 相对简单的实时数据传输相比, 这些非实时性数据结构比较复杂、信息长度也较长。因而比较适合用高级传输协议。

(3) 网络成本问题。采用目前大量使用的相关通信技术将会有效节省系统平台的成本。

此外, 作为电力电子数字控制系统平台, 除了具备为电力电子装置提供独立控制能力外, 还需具备与其他数字控制

器交换信息的能力。在众多通信技术中,现场总线技术在工业界应用最广,抗干扰也较好。基于现场总线技术的实时分布式控制系统已经在工厂自动化和运动控制中得到了广泛的应用,电力电子系统控制平台采用现场总线技术,将方便与其他工业数字控制器之间通信连接。

6.2 软件系统

6.2.1 电力电子软件设计的基本方法

6.2.1.1 结构化程序设计方法

结构化程序设计是三种软件实现方法中最为成熟、应用最广泛的设计方法,它针对特定的拓扑和控制要求,按照结构化设计方法编写相应的控制软件。在电力电子数字控制应用的初期,为了提高代码效率、节约硬件资源和减少每个控制周期软件的运行时间,控制软件往往采用汇编语言来实现。汇编软件的优点就是代码效率高,直接对硬件进行操作,能最大限度地满足控制软件实时性要求,但也存在若干缺点:①软件编程和调试困难;②代码可读性差,不易于软件维护和升级。

随着数字处理器性能不断提高,与此同时,一些微处理器厂商纷纷推出高效C语言编译器。在满足控制系统实时性的前提下,为了使程序有更好的可读性和维护性,软件工程师开始用C语言编写电力电子控制软件,其编程优点:①软件具有通用性,可移植性好;②程序可读性好,维护更方便;③软件工程师不需要掌握针对不同处理器的汇编语言。但软件工程师必须全面掌握控制器的硬件资源以及如何操作、管理这些硬件资源。

6.2.1.2 基于嵌入式实时操作系统的设计方法

嵌入式实时操作系统的首要任务是调度一切可以利用的资源完成实时任务,其次才着眼于提高计算机系统的使用效率。实时操作系统是系统软件和硬件的桥梁,应用程序只需通过操作系统来控制硬件设备,与硬件系统不发生直接关系。这样软件开发人员可以在实时操作系统的基础上集中精力进行核心控制软件的开发,减少软件开发时间,从而提高系统开发效率。一些公司针对具体处理器推出相应的嵌入式操作系统,如TI公司推出的DSP/BIOS可裁减嵌入式操作系统,此外,国内外一些高校和研究机构开始涉足嵌入式实时操作系统在不同硬件平台上的移植和应用,并且在嵌入式操作系统上编写了硬件驱动程序和接口API函数,还编写了一些常用的算法模块,如平均值滤波、abc/DQ变换和反变换、PID模块等,同时对这些模块进行了封装,为用户提供相应的API(Application Interface)函数,如图14.3-31所示为基于 μCOS 的嵌入式实时操作系统的结构图。

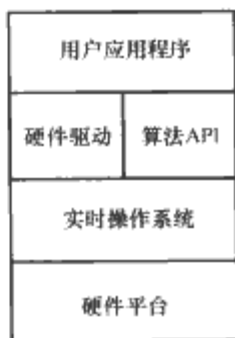


图 14.3-31 基于 μCOS 控制软件层次结构

DARK 嵌入式实时操作系统是 Dataflow Architecture Real-time Kernel 的缩写,是美国弗吉尼亚理工大学电力电子系统中心(CPES)专门为分布式电力电子系统开发的专用实时操作系统,并在这操作系统上实现了控制软件重构。在一些电力电子系统中,控制算法软件可以由一系列独立基本模块构成,这些模块基本特点是:数据从模块进来后,经过模块计算输出给下个模块。因此可以用数据流把这些算法模块组织起来实现实时控制器。基于 DARK 的整个控制系统如图 14.3-32 所示。

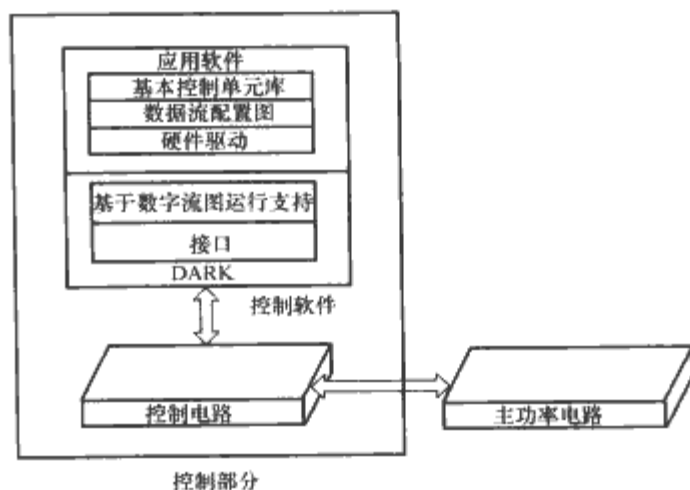


图 14.3-32 基于 DARK 的控制系统图

在图 14.3-32 中,基本控制单元由基本控制模块(Elementary Control Object, ECO)组成,基本模块之间都是相互独立的,彼此没有功能上的耦合,模块之间的信息只能通过单向数据通道进行传输。数据流配置图是用来配置基本模块之间的连接关系,以实现软件控制功能。由基本控制模块输出的最终控制量通过硬件基本控制接口与 DARK 连接,应用软件在 DARK 实时操作系统的统一调度下完成实时控制。

6.2.1.3 基于可视化软件实现方法

在工业界和学术界借助 MATLAB Simulink 和 RTLab、dSPACE 等工具来快速地开发控制软件。整个控制软件的设计非常方便,用户只需在 MATLAB Simulink 和 Real-time Workshop 软件包支持下,在图形化软件开发的界面里,把所需的功能模块从 Simulink 工具箱中拖出,连接这些模块并设置相应参数。最后,只要通过点击鼠标就能生成控制代码,直接载入到控制器中。该软件实现方法有以下几个特点:

- (1) 针对不同目标硬件平台能自动生成相应的目标代码。
- (2) 能在同一开发环境中快速、直接地完成从控制系统的设计到软件的实现。
- (3) 能无缝地集成到 MATLAB 和 Simulink 中。
- (4) 软件实现只需借助友好的可视化界面即可完成。
- (5) 具有开放的软件体系结构。

整个控制软件实现的流程如图 14.3-33 所示。

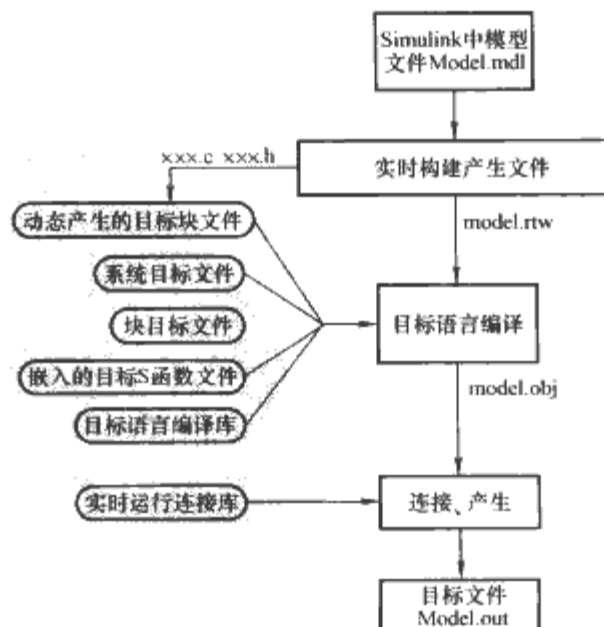


图 14.3-33 基于 MATLAB Real-time Workshop 的软件实现流程

6.2.2 软件功能模块分类

一般来说,电力电子控制软件核心主要通过下面几类技术的适当组合而成。

6.2.2.1 PWM 调制技术

PWM 调制技术就是利用半导体器件的开通和关断把直流电压变成一定形状的电压脉冲序列,以实现变频、变压并有效地控制和消除谐波的一门技术。已经提出并得到实际应用的 PWM 控制方案有十几种,特别随着 PWM 数字化后,相应的 PWM 技术还不断被提出,从最初追求电压波形的正弦,到电流波形的正弦,再到磁通的正弦;从效率最优,转矩脉动最小,到噪声消除等。归纳起来, PWM 调制技术可以分为四大类:正弦 PWM、优化 PWM、随机 PWM 和闭环 PWM。

6.2.2.2 坐标转换技术

Clarke 变换、Park 变换以及它们的反变换是电力电子中最为常用的坐标变换技术,这些坐标变换技术不仅在三相电机控制中使用,而且广泛应用于其他三相系统,如三相逆变、三相整流和有源滤波器 (APF) 等。另外还有一些其他坐标变换技术,如极坐标变换等。

6.2.2.3 数字处理技术

电力电子系统中,最为常用的数字滤波器有无限冲击响应滤波器 (IIR) 和有限冲击响应滤波器 (FIR),同时各种时频变换也有着较广泛的应用,如傅里叶变换等。

一些典型电力电子应用系统需要相位同步技术实现与电网信号同步,锁相环技术是一种常用的实现同步方法,在电力电子领域已经获得了大量的应用,如坐标转换同步技术等。

6.2.2.4 控制技术

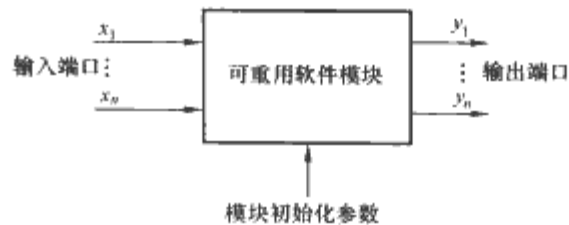
控制技术是电力电子系统三大支撑技术之一,伴随着控制理论的发展,新的、先进的控制技术不断在电力电子中得到相应的应用,如预测控制 (Predictive control)、基于参考模型控制 (Model Reference Control)、自适应控制 (Adaptive control)、模糊控制 (Fuzzy Control) 和神经网络控制 (Nucral Network Control),这些新的控制方法几乎遍及所有电力电子应用领域,并且取得一些良好控制效果。随着控制技术进一步发展还会涌现出更好的控制算法。

另外,电机控制是电力电子一个重要应用领域,由于电机对象本身的复杂性,导致其控制比其他电力电子系统更为复杂,除了上述几类基本技术外,还需要其他技术来支撑电机控制,如磁链观测、速度测量 (对于无速度传感器系统,需要采用速度估计技术) 等一系列相关技术,可以把所有与电机控制有关的专用技术归类为电机控制相关技术。

6.2.3 软件模块模型

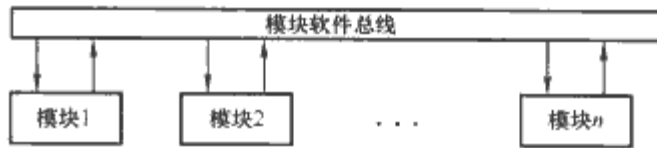
电力电子软件模块以数据处理为核心,模块之间主要完成数据的传递,模块内部则主要实现对数据的处理和计算。这些软件模块之间及内部的处理方式基本是类似的,可以把模型抽象为基于端口的模型基本结构。如图 14.3-34 所示,整个软件模块接口按功能分为三类,输入端口、输出端口和初始化端口,其中输入/输出端口是实现模块与外部交换数据的唯一接口。初始化端口用于软件模块内部一些参数的初始化输入,如在气隙磁场定向的电机控制中,其计算需要电机模型参数。然而在一些软件模块中并不需要初始化参数,如坐标变换模块,因而初始化参数端口并不是在所有软件模

块中都必须的。模型结构的方框则表示具体功能的封装。



6.2.4 基于软件模块的软件结构

通常,根据模块的接口特点,整个控制软件的总体结构可用图 14.3-35 表示。软件模块总线是模块之间数据传输和交换的公共节点,负责对每一软件模块的输入和输出数据的管理和分配,类似于通信中的总线功能,把它称为软件总线。软件总线在不同软件实现方法中可以采用不同的策略或“协议”,如在基于嵌入式实时操作系统的设计方法中,可以用实时操作系统来管理软件总线;在基于可视化软件实现方法中,直接用可视化的连接线来固定软件总线连接方式;在结构化程序设计方法中,可以通过公共内存之间的简单赋值实现模块之间的数据传递和分配,软件总线则相当于公用内存空间。如采用简单的结构化程序设计方法,利用公共内存来实现软件模块之间的数据交换。



整个控制软件可以参照下面步骤来设计:

- (1) 根据具体应用对象,从库中选取相应的软件模块。
- (2) 根据仿真或计算,确定每一软件模块的定标值。
- (3) 控制系统硬件初始化。
- (4) 软件模块参数初始化。
- (5) 软件模块的连接,即模块之间数据的交换和传递。

整个控制软件的伪代码可描述成如下的形式,包括模块实例化,模块初始化,硬件初始化和模块的调用和连接,在一个主程序内可以存在若干控制核心软件 Control_core ()。

```
Module1_Struct Module1; //软件模块 1 实例化声明
Modulen_Struct Modulen; //软件模块 n 实例化声明
Main( )
{
    Module_Parameter_initialize( ); //软件模块初始化参数设置
    Hardware_initialize( ); // 控制系统硬件相关设置
    ....
    //其他功能
}
Control_core( )
{
    Module1.input=a1; //向模块 1 输入数据
    ...
    Module1.Calc(&Module1,Qx1); //调用模块 1 处理过程
    Modulen.input=an; //向模块 n 输入数据
    ...
    Modulen.Calc(&Modulen,Qxn); //调用模块 n 处理过程
```


第4章 电力电子集成系统稳定性和可靠性

根据各电力电子系统的连接方式,电力电子系统可以有并联、串联以及级联等形式。

在电力电子系统集成中,利用电力电子标准模块,进一步集成为用户所需要的实际应用系统。典型的基于电力电子标准模块集成的分布式电源系统如图14.4-1所示。各个子系统之间是属于系统级联的形式;各个子系统内部又包含了级联、串联以及并联等形式的连接。在系统集成过程中,各个子系统及其内部连接上,必须遵循一定的理论及原则,使集成系统能够稳定可靠工作。

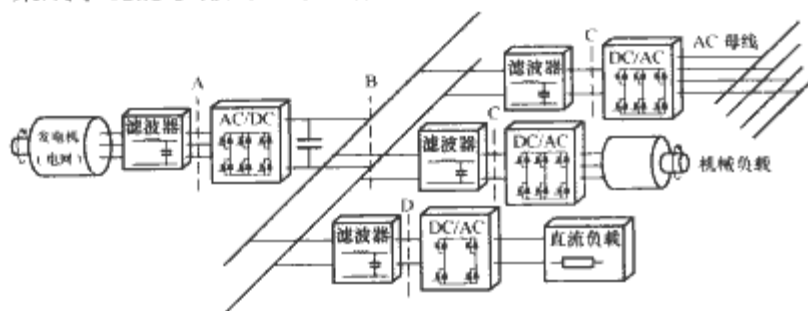


图 14.4-1 典型的基于系统集成的电力电子应用系统

1 电力电子级联系统

电力电子的级联系统是目前应用最广泛的一种形式,如AC/DC变流器通常由PFC+DC/DC组成。并且,有时为衰减不同模块对外的高频开关纹波,一般在标准模块的输入端和母线上需要外加EMI滤波器,输入滤波器与后级的变流器也属于级联的连接方式。各个子系统的级联可能会出现系统不稳定的情况,包括小信号稳定性和大信号稳定性。小信号稳定性是指系统在小扰动情况下的稳定性,包括系统自身调节产生的扰动、小的负载变化以及系统的白噪声扰动等。大信号稳定性包括负载、起动停止等情况下的系统稳定性。

在图14.4-1所示的应用系统中,在A、B、C、D处均有可能由于模块间的相互作用,引起系统振荡。这几个界面分别代表下列几个典型情况:即输入滤波器和AC/DC变流器,AC/DC变流器与DC/DC变流器(中间存在EMI滤波器),输入滤波器与DC/AC变流器,输入滤波器与DC/DC变流器之间的界面。

1.1 电力电子级联系统的稳定性

电力电子级联系统不稳定情况的主要原因是由于电力电子标准模块是单独设计的,尽管单个模块本身是稳定的,模块间的相互作用、标准模块和输入滤波器之间的相互作用可能会导致整个系统的不稳定。这里首先分析级联系统的小信号稳定性。

对各种电力电子变流器而言,一般反馈其输出电压(输出电流,或者输出功率)达到设定的变换功能。在理想情况下,输入功率等于输出功率,当输入电压增加时,输入电流减小,所以其输入阻抗一般呈负阻特性。系统发生不稳定的主要原因就是因为变流器的负阻特性和输入源阻抗不匹配,产生相互作用引起的。

例如,一个理想的DC/DC Buck变流器,输入端连接一个LC滤波器,系统小信号等效电路如图14.4-2所示, R_s 代表了线路寄生电阻;理想Buck变流器可用一个等效输入阻抗 R_{in} 表示,大小为 $-R_{load}/D^2$, D 是稳态工作下的占空比, R_{load} 是负载电阻。对输入的扰动,经过滤波器后,在一些参数条件下,其输出电压可能产生大幅度的振荡,就是由于变流器负阻特性引起的级联不稳定情况,如图14.4-3所示。

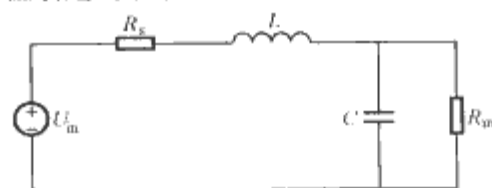


图 14.4-2 简化的带输入滤波器的Buck电路

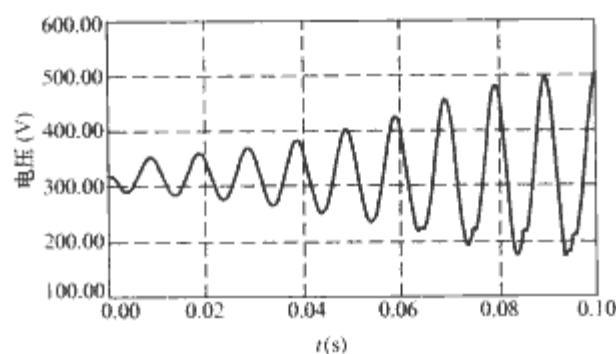


图 14.4-3 不稳定情况下滤波器输出电压波形

1.2 级联系统稳定性分析方法

由于集成系统结构复杂、负载情况多变,对整个系统进行建模分析非常复杂。分析级联系统小信号稳定性的方法有许多种,其中1976年由Middlebrook等提出的阻抗分析法广泛采用。阻抗分析法最初被提出来,用来分析滤波器和后级开关变流器的相互作用引起的不稳定情况。后来被广泛应用到判别复杂系统的稳定性。基于这个方法,许多为判断系统小信号稳定性的原则和对子系统阻抗的要求被提出和研究,包括后续广泛采用的阻抗禁止区方法。从本质上讲,Middlebrook提出的阻抗标准与阻抗禁止区方法是完全一致的,其本质旨在规定前级系统的输出阻抗与后级系统的输入阻抗之间的关系。

基于阻抗分析法,级联系统的通用模型如图14.4-4所示。图中有两个子系统级联在一起,其中每个子系统均能够稳定独立工作。当两个子系统串接后,其总体的系统传递函数可以表示为 $G_1 G_2 / (1 + T_m)$,其中, G_1 和 G_2 分别是两个子系统各自的传递函数。在整个传递函数中, $(1 + T_m)$ 项

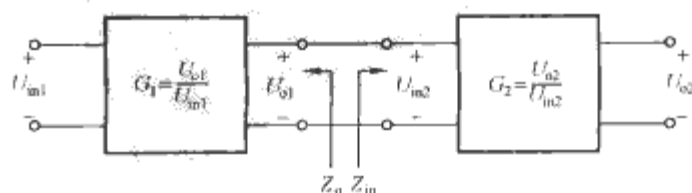


图 14.4-4 级联系统的等效模型

表示了两个子系统串联的负载效应和源效应。 T_m 可以认为是系统的一个等效环路增益 (minor loop gain), 可以表示为 Z_o/Z_m , 其中 Z_o 是源系统的输出阻抗, Z_m 是负载系统的输入阻抗。由于单个系统本身是稳定的, 可以通过判断 T_m 的稳定性来确定系统的稳定性, 即如果 T_m 满足奈奎斯特标准, 系统就是稳定的; 反之, 系统就是不稳定的。

这样, 研究系统稳定性的问题就转化为研究子系统输入输出特性的问题。与传统的稳定性分析方法相比, 阻抗分析法具有明显的优点。它无须知道每个子系统的内部详细参数, 也不用对整个系统进行建模, 可以只根据子系统的输入输出特性来进行分析, 更加符合工程设计的习惯。

因此, 为保证系统的稳定性, 可以从两方面入手: 从系统级层次, 为保证系统稳定的需要, 可以对每个子系统 (模块) 的阻抗提出要求; 从子系统 (模块) 层次, 每个子系统的输入输出阻抗特性必须满足系统的要求。

在实际应用系统中, 一般都是开环稳定的。这样, 研究整个系统稳定性的问题, 就可以通过判断等效环路增益 T_m 是否包围复平面 $(-1, j0)$ 点来进行。稳定的系统, 其等效环路增益 T_m 应不包围 $(-1, j0)$ 点。 T_m 曲线与 $(-1, j0)$ 点的靠近程度则表征系统相对稳定的程度, 它可以用增益裕度和相位裕度来表示。如在图 14.4-5 所示的极坐标图中, α 是相位裕度, GM 是增益裕度。在实际工程应用中, 通常要求相位裕量为 $30^\circ \sim 60^\circ$, 增益裕量在 6dB 以上 ($GM \geq 2$)。

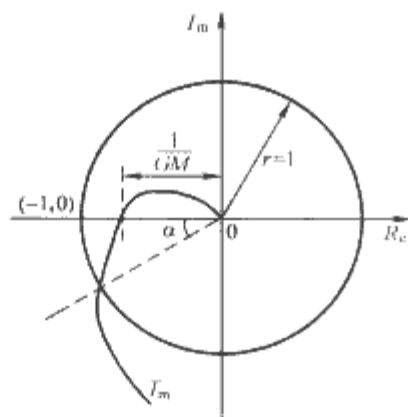


图 14.4-5 等效环路增益与系统稳定裕度

如何适当地规定阻抗要求以保证系统的稳定性, 取得较好的折衷点, 已经进行了许多的研究工作, 但各种方法都有各自的优缺点。通常, 系统对输入阻抗、输出阻抗的规定越严格, 系统的设计就越保守, 系统设计的成本及难度也越高。

1.2.1 Middlebrook 的阻抗标准

Middlebrook 最早提出用阻抗标准来分析系统的稳定性, 当时主要针对输入滤波器和后级变流器之间的稳定性。由于变流器串联和滤波器和变流器串联在等效电路上的相似性, 所以这个阻抗标准也是普遍适用的。Middlebrook 的阻抗标准是使等效环路增益 T_m 满足 Nyquist 标准的一个充分条件, 它要求在所有频率范围内, 满足 $|T_m| \ll 1$, 也就是说, 在所有频率范围内, 前级的输出阻抗必须远小于后级的输入阻抗。只要满足上述条件, 不但满足系统稳定性条件, 而且可以做到输入和输出动态特性的隔离, 即输入的源效应对后级变流器的整体性能, 如内部环路增益、输出阻抗等基本没有影响。

这个标准在极坐标图中的表示如图 14.4-6 (a) 所示, 要求曲线 $T_m = Z_o/Z_m$ 必须在半径为 $1/(GM)$ ($GM > 1$) 的

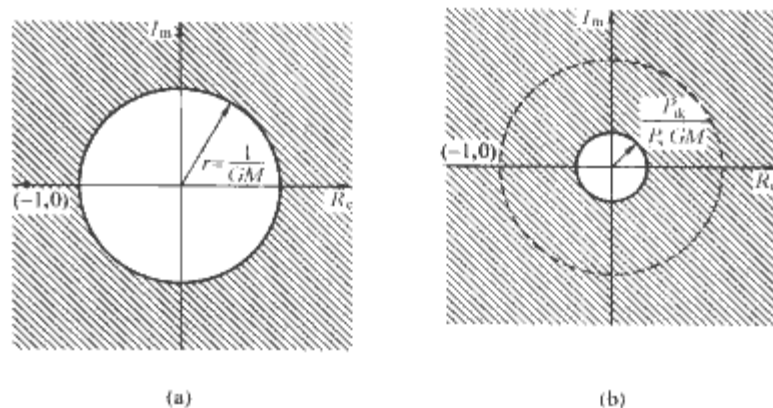


图 14.4-6 Middlebrook 提出的阻抗标准

(a) 负载输入阻抗标准; (b) 多模块系统中针对单个模块的阻抗标准
 P_k —单个负载模块的输入功率; P_s —源模块的总的输出功率

圆内, 其中, GM 为系统要求的增益裕度, 在满足增益裕度要求的前提下, 相位裕度肯定满足要求。圆外相当于等效环路增益 T_m 的禁止区。

显然, 这个阻抗规定非常严格。要满足这个条件, 整个系统设计会变得非常保守, 通常需要增加源系统的输出能力或者降低负载系统的输入功率, 等效地改变输入输出阻抗的比例。

对多模块系统, 如负载子系统或者源子系统有多个模块并联组成, 用一个总的阻抗来描述系统的稳定性在设计中比较不方便。在源子系统确定后, 通常希望能对单个负载模块提出输入阻抗的规定, 只要单个负载模块满足各自的阻抗规定, 就可以保证集成后系统的稳定性。这样对整个系统的设计就可以简化为对单个负载模块的要求上。

对图 14.4-7 所示的多模块系统, 负载子系统总的输入阻抗是各个负载模块输入阻抗的并联。这样, 等效环路增益 T_m 可以表示为许多个单个负载模块和源模块之间的等效环路增益的总和。在不同频率下, 多个等效环路增益具有不同的幅度以及相角, 服从矢量叠加的原则, 需要将相应的总的禁止区规定进行相应的缩放。因此针对各个负载模块的等效环路增益的禁止区是更为充分的一个条件。

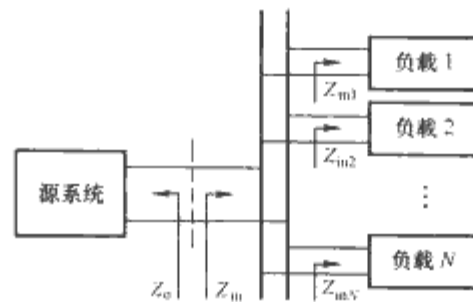


图 14.4-7 多模块系统框图

按照这个方法, 将 Middlebrook 的阻抗标准推广到多模块系统中, 如图 14.4-6 (b) 所示。只要阻抗不进入阴影区, 就能保证系统要求的稳定裕度。

1.2.2 禁止区概念和负载阻抗规定

由于前面的阻抗要求过于严格, 在实际应用系统中比较难以满足。为了比较容易设计并且又能保证系统稳定的阻抗规定, 后续基于阻抗分析的原理提出的禁止区的概念, 就是在极坐标图中设定一块区域, 只要等效环路增益不进入这个区域, 就认为系统稳定, 而且至少具有系统要求的增益裕度和相位裕度。目前已经提出多种阻抗禁止区的标准, 其主要的不同之处就在于定义的方便性以及定义的保守性之间的折衷。

三种具有代表性的禁止区方法如图 14.4-8、图 14.4-9

以及图 14.4-10 所示, 其中 GM 是增益裕度, α 是相位裕度。

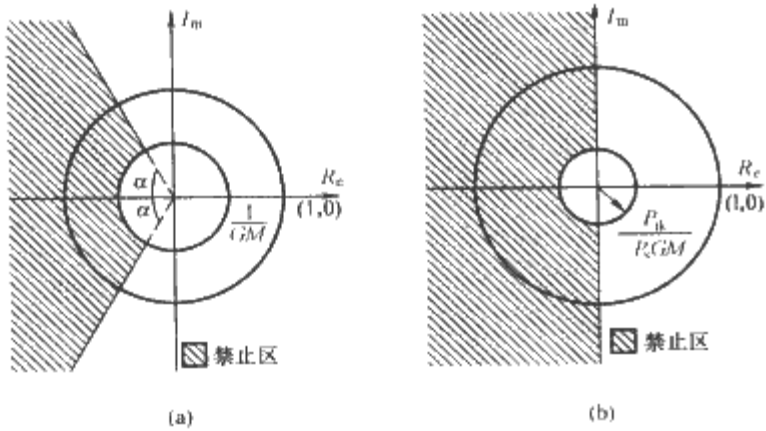


图 14.4-8 阻抗禁止区方法 1

(a) 系统负载模块输入阻抗禁止极坐标图;
(b) 多模块系统中单个负载模块输入阻抗的禁止区

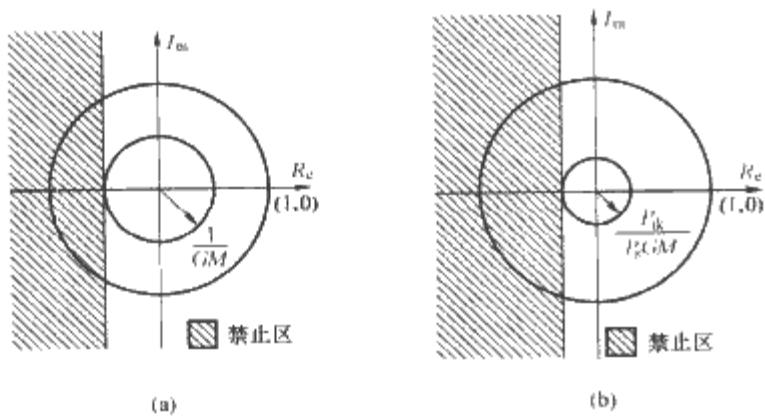


图 14.4-9 阻抗禁止区方法 2

(a) 系统负载模块输入阻抗禁止极坐标图; (b) 多模块系统中单个负载模块输入阻抗的禁止区

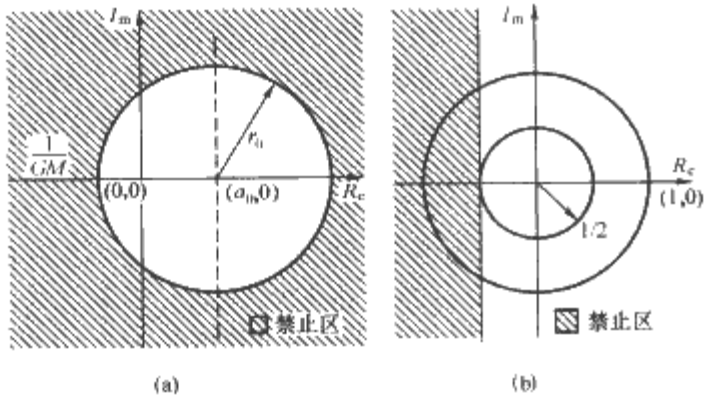


图 14.4-10 阻抗禁止区方法 3

(a) $GM > 2$; (b) $GM \leq 2$

这种根据已知的输出阻抗对输入阻抗的约束显然要比 Middlebrook 的阻抗标准容易满足, 这也是系统满足奈奎斯特标准的一个充分条件。

根据奈奎斯特标准出发, 其他可能的禁止区方法还有很多, 上述三种方法比较有代表性。总体上, 禁止区越接近奈奎斯特标准, 就越接近充分必要条件, 其保守性也就越小。但这些方式是否适合, 需要考虑实际应用的简单性, 还需要结合稳定性测量评估方法作进一步的比较说明。

1.2.3 禁止区概念的应用及测量方法

在系统集成中, 实际系统的集成根据现有的标准模块按照系统的要求来进行设计, 而且由于实际应用系统的千差万别, 各种负载的特性不同, 在标准模块的设计中不可能考虑到各种实际应用情况, 而且实际应用系统的设计者对标准模块的内部详细结构也不一定十分了解, 加之这些阻抗标准的提出本来也是基于实验的基础上的, 这就涉及到如何测量及根据结果判断系统稳定性的问题以及如何简化测试的问题。对不同的阻抗标准, 其测量的量及难易程度也不一样, 这也

是这些方法是否能够适用的一个主要方面。

目前测量阻抗的方法有两种, 即电流扰动法和电压扰动法, 如图 14.4-11 所示。对电压扰动测量方法, 在实际系统中, 由于串入的扰动电压源需要流过系统负载电流, 比较难以实现, 所以一般采用电流扰动方法测试。由于电压扰动方法和电流扰动方法在电路中存在对偶关系, 其结果是等效的。

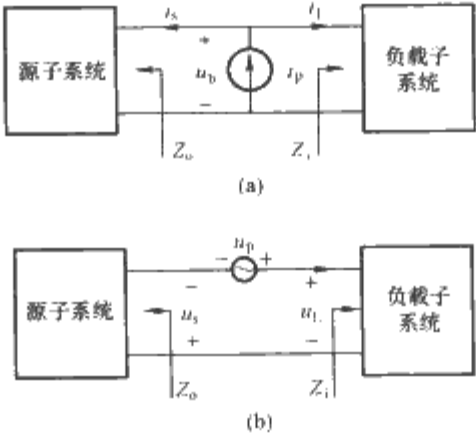


图 14.4-11 级联系统稳定性测试两种方法

(a) 电流扰动法; (b) 电压扰动法

基于电流扰动测试方法, 其输入阻抗、输出阻抗和等效环路增益可以通过施加的扰动电流引起的扰动电压在与不同部分的各部分的扰动电流的比值表示。如等效环路增益 T_m 可以表示为 i_l / i_s 。对前面所介绍的几种阻抗禁止区方法, 采用电流扰动法进行测试, 其复杂程度也各有不同。

对阻抗禁止区方法 1, 根据其定义, 需要在整个频率范围内测量负载侧扰动信号 $i_l(j\omega)$ 和输入侧的电流扰动信号 $i_s(j\omega)$ 的幅值和相角, 计算获得系统的等效环路增益曲线, 然后再判别系统的稳定裕度。

对阻抗禁止区方法 2, 一般情况下, 其测量的方法与禁止区方法 1 一样。由于其禁止区比较规则, 利用保角映射的原理, 可以将复平面的禁止区映射到另一平面的单位圆外部区域, 单位圆内部区域就是稳定区域。在增益裕度 $GM=2$ (6dB) 时只要测量负载侧的电流扰动信号 $i_l(j\omega)$ 的幅值就可以判断系统的稳定裕度, 这是非常方便的。

对阻抗禁止区方法 3, 在任何增益裕度下只需要测量负载侧电流扰动信号 $i_l(j\omega)$ 的幅值就可以判断系统的稳定性。

对 Middlebrook 提出的阻抗标准也可以归纳到阻抗禁止区的方法 (以下简称阻抗禁止区方法 4)。采用这个方法, 只需要测量源模块侧和负载侧的电流扰动信号的幅值, 无需测量其相角, 也是一个比较简单的方法。

综合前面所述, 对各种方法的一个完整的比较如表 14.4-1 所示。

表 14.4-1 各种禁止区方法比较

方法	整个系统定义		多模块系统单个负载模块定义		测量的简单性
	保守性	简单性	保守性	简单性	
1	好	一般	一般	一般	一般
2	好	一般	好	一般	一般
3	一般	很好	较一般	很好	很好
4	差	很好	差	很好	好

阻抗禁止区方法及其测量评估方法对复杂级联系统的分析提供了一种切实可行的方法。通常, 在实际应用中, 增益裕度大的时候, 禁止区保守性越强, 这也是比较符合工程习惯的。从实际应用的角度出发, 测量要求越简单越好, 如果

需要全部测量幅值和相角，就可以获得等效环路增益的全部信息，直接可以应用奈奎斯特标准来判断，无需利用禁止区方法进行分析。

1.3 输入阻抗分析及改进方法

从上面的分析可以看出，级联系统的不稳定现象主要是由前后级子系统阻抗不匹配引起的，如果要从根本上消除这个现象，必须分析各种电力电子装置、负载的阻抗特性，包括输入阻抗和输出阻抗。

从一般意义上说，对输入阻抗的要求是输入阻抗越高越好，而输出阻抗越低越好。因此一般意义上的阻抗改进，即如何提高输入阻抗和如何降低输出阻抗。

从电源的种类讲，阻抗的改进研究应当针对以下几种对象：AC/DC (PFC) 变流器，DC/DC 变流器，DC/AC 变流器，EMI 滤波器等部分。在此，仅讨论前面两种变流器的特性。

1.3.1 单相 AC/DC 输入阻抗特性及改进

对单相 AC/DC 变流器，由于输入电压的时变特性，使得 PFC 变流器不具有稳态工作点，使 PFC 变流器的输入阻抗的小信号建模困难。由于开关频率一般远高于输入频率，传统的准稳态法就是将 PFC 变流器分为许多不同输入情况下的 DC/DC 变流器，这样就可以把 DC/DC 的方法应用到 PFC 变流器的建模中。但这个方法在扰动频率高于输入频率时有明显的缺点。

由于 PFC 电路输入的时变特性，对 PFC 变流器的建模与通常的基于直流工作点方式下的 DC/DC 变流器有所不同。目前 PFC 电路的建模一般按照频率分段讨论。在扰动频率较低的情况下（一般低于 1/2 输入频率），通过在输入周期内的平均，消除输入的时变特性，从而可以根据通用的 DC/DC 建模的方法处理。在频率较高的场合（一般高于 1/2 输入频率），假设输出电压恒定（通常输出电压高频段的扰动对控制环节没有影响），可以通过直接写出输入输出的表达式来建模。通过不同频段下的小信号模型，可求出其输入阻抗。

一个典型的单相 PFC 变流器的框图如图 14.4-12 所示。在不同频率范围，通过建立不同的小信号模型，可推导出其小信号输入阻抗。

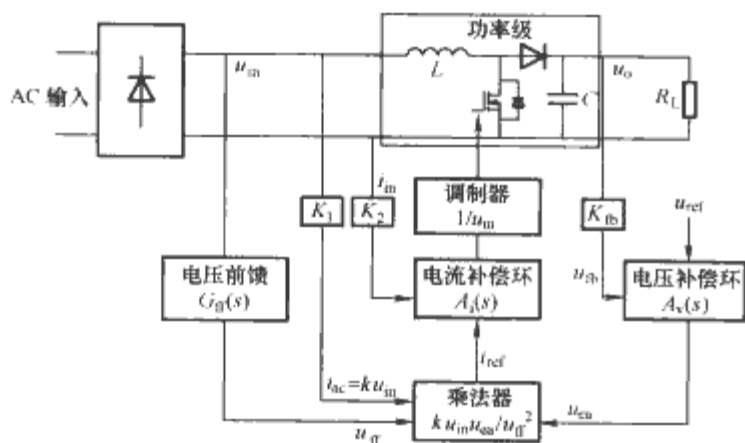


图 14.4-12 典型的单相 PFC 变流器框图

1.3.1.1 低频模型及输入阻抗

低频段的模型主要是考虑输入的扰动频率在输入交流频率以下的扰动，因此电流环可以认为是理想的，即输入电流可以完全跟踪基准电流，图 14.4-12 所示的单相 PFC 变流器的框图可以简化如图 14.4-13 所示，图中 k 为乘法器系数， R_L 是负载电阻， C 是输出滤波电容。 U_m 为稳态输入有效值， U_o 为稳态输出电压值。 K_{fb} 相当于输出电压反馈系

数， K_2 相当于输入电流的取样电阻。

在 PFC 电路中，输入前馈的作用和输出电压反馈的作用基本上是一致的，是为了抑制输入扰动对输出的影响。通常，为了获得较低的输入电流 THD，前馈环节截止频率通常要小于电压环穿越频率。在这种情况下，由于反馈环节的存在，可以忽略前馈环节的影响，因此电压前馈环节可以简化为一个前馈电压的稳态值 U_{ff} 。

假定 PFC 变流器理想，即输入功率等于输出功率，基于图 14.4-13 所示的框图，可以方便地求出低频段的输入阻抗。

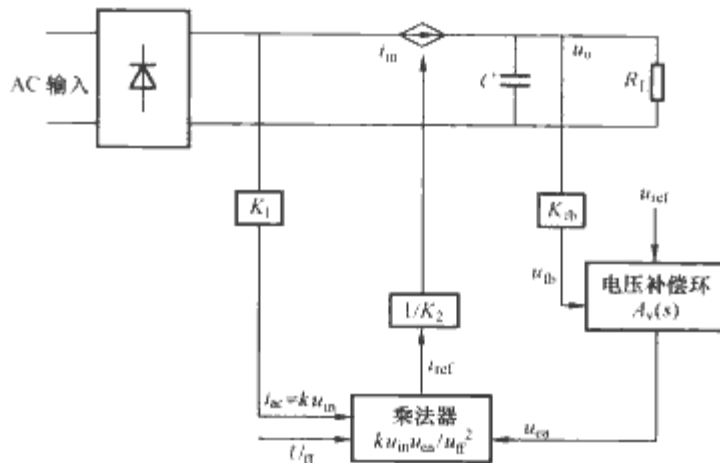


图 14.4-13 低频单相 PFC 变流器小信号框图

输入阻抗包含两部分：第一部分为等效直流输入阻抗 $R_{in,dc}$ ，即在输入端，输入功率与输出功率一致的情况下的输入电阻值，只与输出功率输入电压相关。第二部分为电压环环路增益 T_v 组成的系数项 $(1+T_v)/(1-T_v)$ ，在电压环带宽以内， T_v 远大于 1，系数项值为 -1；在电压环带宽以外，其值约为 1。因此在电压环穿越点附近，存在阻抗下跌的可能，其大小与电压环的参数设计密切相关，尤其是相位裕度。在低频段的下跌现象，由于其频率非常低，在某些特殊应用场合会引起不稳定现象，主要是在 UPS 供电、发电机等电源供电的情况下会发生两级的串扰。

从本质上讲，输入阻抗下跌的根本原因在于电压环的相位裕度不够，从输入阻抗的表达式可以得出，为防止输入阻抗下跌，电压环环路增益的最小相位裕度为 90° 。在 90° 相位裕度时， $(1+T_v)$ 和 $(1-T_v)$ 幅值正好相等，如图 14.4-14 所示。

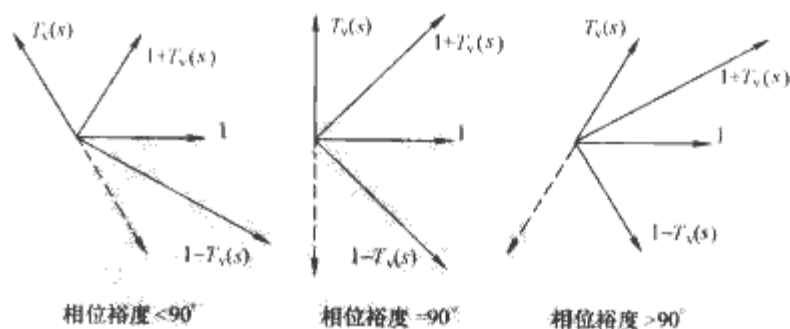


图 14.4-14 电压环穿越频率附近输入阻抗下跌与环路增益相位裕度的关系

电压补偿环节的传递函数 $A_v(s)$ 可以是单极点惯性环节，也可以是传统的 PI 环节，不同的补偿环节对输入阻抗的影响也是不同的，可以通过配置电压补偿环节的传递函数来改善输入阻抗的特性。

通常，PFC 电压环补偿环节采用带静差的单极点补偿环节，一般 PFC 的控制电路设计时将穿越频率 ω_c 配置在补偿网络的极点位置，如图 14.4-15 所示。这样，其相位裕度为 45° ，输入阻抗的幅值下跌可达到 7.7dB。

对单极点补偿环节,为获得大的相位裕度,通过将补偿网络的极点配置在比较高频率,但是带来的问题是对输出二次谐波的衰减不够,导致输入三次谐波电流增加,增加输入电流的 THD。另外一个方法就是增加 PFC 的输出电容,在其他条件不变的情况下,增加输出电容可以将负载极点变低,使电压环的带宽变窄,增加相位裕度,其缺点就是电路的体积和成本增加,动态性能变差,虽然对 PFC 电路,动态特性并不是主要考虑的因素。改变电压补偿环节的低频增益也可以达到增加相位裕度的目的,但是由于单极点补偿本身属于有差调节,降低增益,会使输出电压的波动变大,尤其是负载变化时候。

对 PI 补偿环节,由于补偿环节存在低频零点,功率电路的极点位置对环路增益没有影响,其相位裕度的大小基本上取决于补偿环节的增益和极点配置。同样,通过将极点配置在相对较高的频率处,可以获得接近 90° 的相位裕度,这样同样会存在输入电流 THD 增加的缺点。在维持极点频率不变的情况下,降低环路增益,减小电压环的带宽,可以增加相位裕度,不影响输入电流的 THD。虽然,电压环的带宽变小,由于 PFC 电路的动态特性并不是主要考虑因素,PI 调节本身又属于无静差调节,其对电路的稳态特性没有影响,这也是优于单极点补偿环节的地方。

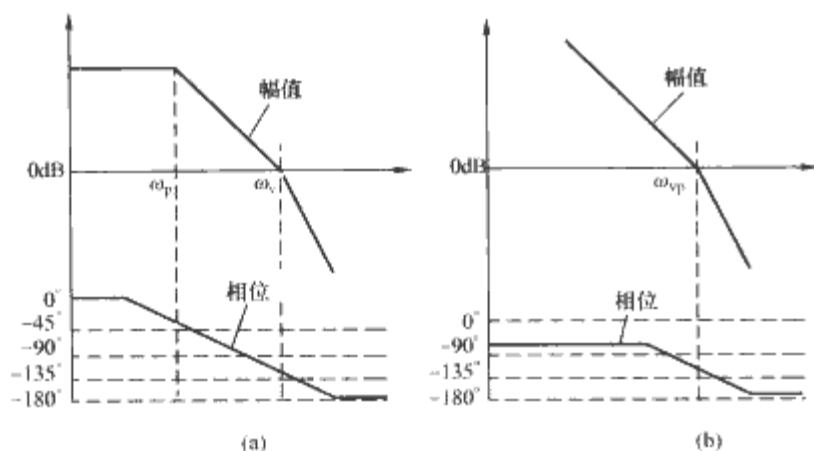


图 14.4-15 不同补偿环节下 PFC 电压环环路增益

(a) 采用单极点补偿环节; (b) 采用 PI 补偿环节

1.3.1.2 高频模型及输入阻抗

在高频阶段 ($1/2$ 输入频率以上),电压环和前馈环节的作用可以忽略,其小信号模型如图 14.4-16 所示。

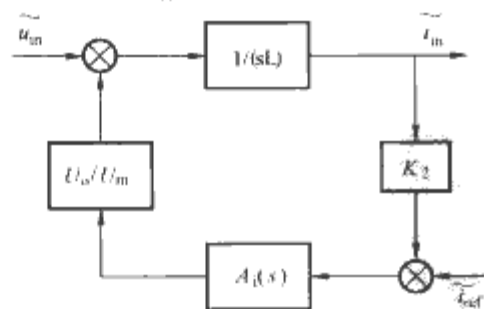


图 14.4-16 高频单相 PFC

变流器小信号框图

$A_i(s)$ —电流补偿环节的传递函数; U_m —占空比调制环节锯齿波的幅值; L —Boost 电感

同样 PFC 变流器高频段输入阻抗也由两部分并联组成,电感性输入阻抗 $(1+T_i)sL$ 和电阻性输入阻抗 $(1+T_i)R_{in-de}/T_i$ 。

在电流环穿越频率以前, T_i 比较大,电阻性输入阻抗起主导作用,满足 $Z_{in} \approx R_{in-de}$; 在穿越频率以后, T_i 比较小,电感性输入阻抗起主导作用,满足 $Z_{in} \approx sL$ 。在电流环穿越频率附近,输入阻抗有下跌的可能,在电流环穿越频率点附近的输入

阻抗下跌,往往会和输入 EMI 滤波器相互作用,导致系统不稳定或者性能变差。因此,电流补偿环节的设计、电感量等参数的设计均对高频输入阻抗特性产生影响。

如果在设计中,能够做到在电流环穿越频率附近时电阻性输入阻抗与电感性输入阻抗大小相等,这样,输入阻抗的下跌幅值不会超过 9dB (考虑穿越频率点的 3dB 误差); 如果能进一步增大电感性输入阻抗,输入阻抗的下跌会更小。因此可以从两个方面来改变输入阻抗的特性,即改变电感量及在电流基准上增加一个附加的滤波环节。

1.3.1.2.1 改变电感量

降低电感量在一定程度上有助于增加带宽,使穿越频率往高频方向移动,从侧面上讲也是增加了电流环穿越点电感性阻抗的幅度。但其作用非常有限,同时使得电流纹波增加,特别是电感量的改变超过一定幅值后,即带宽的增加不抵电感量的减少,就会起到相反的作用。

单独增加电感量,会使电流环的带宽变窄,增益变小,导致电感量的变化对输入阻抗的影响非常小,一般在 1dB 左右。如果在增加电感量的同时,维持电流环的带宽,这样可以极大地改善输入阻抗下跌的现象,如图 14.4-17 所示,当电感量从 $340\mu\text{H}$ 变化到 2mH 后,下跌的幅值减小了近 8dB。如果能进一步提高电流环的带宽,输入阻抗的下跌会更小。

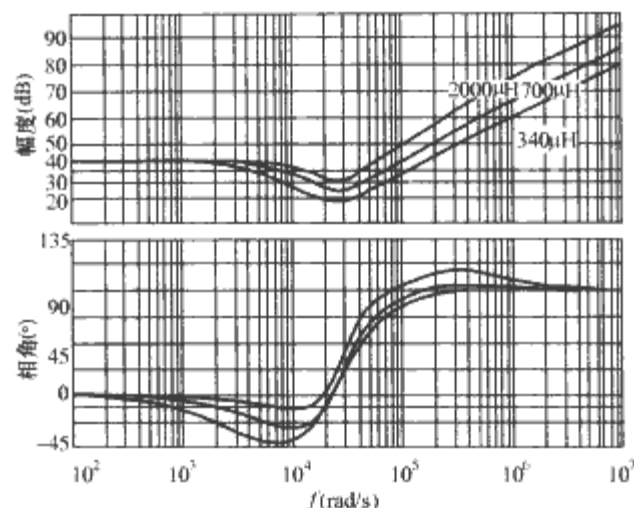


图 14.4-17 增加电感量 (带宽不变)

对输入阻抗的影响

增加电感量可以改善输入阻抗的下跌,但带来的缺点就是电感体积大。在增加电感的同时维持或者增加电流环的带宽,虽然从理论上讲不存在稳定性的问题,但电流补偿环节的增益过大,对噪声比较敏感,也容易带来不稳定,所以两者必须有所折衷。一般设计中,电流环的带宽设计为 $1/10$ 的开关频率,这是一个比较合适的选择,对电感量的设计,从改善阻抗下跌的角度出发,应该满足 $L \geq R_{in-de}/\omega_c$ 。其中 ω_c 是电流环的穿越频率, $R_{in-de}(\text{min})$ 是等效输入电阻最小值,即低输入满负载时的等效输入电阻。

1.3.1.2.2 附加滤波环节

为了进一步改善输入阻抗下跌的现象,而不影响其他性能,可以通过在波形信号中加入一个低通滤波环节,如图 14.4-18 所示。

此方法中减少输入阻抗下跌主要是通过增加电阻性阻抗

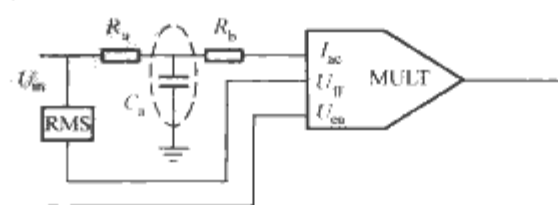


图 14.4-18 波形信号加入低通滤波器

来实现的。但在电感性阻抗本身较小的场合下，对输入阻抗的改善有限。在 L 比较大时，加入滤波环节的作用比较明显。在 L 较大情况下，减小附加滤波环节的截止频率，可进一步改善输入阻抗的下跌。但带来的缺点是输入波形的畸变，两者必须有所折衷。

通过分析单相 PFC 变流器的输入阻抗在电压环、电流环穿越点附近的特性，合理地设计可以防止其输入阻抗的下跌。这样，给出变流器的电流环带宽和电感量的值，就可以描述 PFC 电路的整个输入阻抗的特性。

由于电流环的穿越频率一般在 $1/10$ 开关频率左右，一般的输入 EMI 滤波器的转折频率也在这个频率点的附近，这个频率附近的输入阻抗跌落很可能引起两者的相互作用，所以改善这种跌落，在实际设计中有比较大的意义。从级联稳定性的角度出发，输入滤波器的转折频率最好落在电流环穿越频率和电压环穿越频率之间，因为这段区间内输入阻抗呈纯阻性，输入滤波器一般为一个 LC 滤波，在输入阻抗小于输出阻抗时，等效环路增益 T_m 在极坐标图中的最大相角不会超过 90° ，系统一般不会出现不稳定的情况。

1.3.2 电压模式控制的 DC/DC 变流器输入阻抗特性及改进

最常用的基本 DC/DC 变流器的拓扑有 3 种，即 Buck、

Boost、Buck-Boost，带隔离的 DC/DC 变流器也可以归纳到这三种拓扑上来。在电压模式控制下，拓扑的工作根据电感电流的连续与否，又可分为电流连续模式 (CCM) 和电流断续模式 (DCM)。在实际应用中，变流器在负载变化时，可以工作在 CCM 模式或者 DCM 模式。不同工作模式的小信号模型有较大的差别。

1.3.2.1 CCM 模式下的输入阻抗特性

在 CCM 工作下，这些 DC/DC 变流器都可以用一个统一的小信号模型来表示，如图 14.4-19 所示，其主要参数如表 14.4-2 所示。

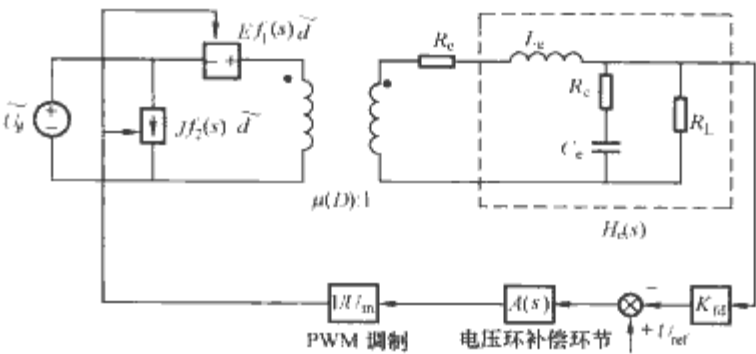


图 14.4-19 CCM 基本 DC/DC 变流器的小信号模型

表 14.4-2 基本 DC/DC 变流器小信号模型参数

拓扑方式	$\mu(D)$	E	$f_1(s)$	J	$f_2(s)$	L_e	C_e	开环输入阻抗 Z_{ei}	等效输入电阻 R_{in-de}
Buck	$1/D$	U_o/D^2	1	U_o/R	1	L	C	$Z_{ei} = \mu^2 \frac{s^2 L_e C_e R_L + s L_e + R_L}{s C_e R_L + 1}$	$R_{in-de} = \mu^2 R_L$
Boost	$1-D$	U_o	$1-sL_e/R$	$U_o/[(1-D)^2 R]$	1	$L/(1-D)^2$	C		
Buck-Boost	$-(1-D)/D$	$-U_o/D^2$	$1-sDL_e/R$	$U_o/[(1-D)^2 R]$	1	$L/(1-D)^2$	C		

参照图 14.4-19，在 CCM 模式下，忽略电感的寄生电阻以及输出电容 ESR 的影响，输入阻抗由两部分并联组成，两者中低者起主导作用。第一部分 $(1+T)Z_{ei}$ 在电压环带宽以上起主导作用，称为高频段输入阻抗。第二部分 $(1+T)f_1(s)R_{in-de}/T$ 在电压环带宽以内起主导作用，称为低频段输入阻抗。其中 T 是电压环路增益。

显然，在电压环带宽以内，环路增益 T 增益较大，输入阻抗基本呈现负阻特性，其幅值约等于 $f_1(s)R_{in-de}$ 。在电压环带宽以外，环路增益 T 增益较小，输入阻抗基本由开环输入阻抗 Z_{ei} 决定。

开环输入阻抗为一个二阶系统，由输出滤波器与负载电阻组成，在谐振点附近存在明显的幅值下跌。对低频段输入阻抗项，由于 $f_1(s)$ 项一般是 1 或者是右半平面高频零点，所以 $f_1(s)R_{in-de}$ 幅值一般大于 R_{in-de} 。在电压环穿越频率附近，存在输入阻抗下跌的可能。

对闭环输入阻抗而言，电压环的环路增益在决定输入阻抗中起到了十分关键的作用。在功率电路确定以后，电压环的环路增益一般只能通过改变补偿环节 $A(s)$ 来改变。

为了尽可能提高输入阻抗，电压环的环路增益带宽必须在开环输入阻抗谐振点以上，以避免谐振点的输入阻抗下跌。通常，需要采用 2 个零点、3 个极点类型的补偿网络。

为了防止输入阻抗的下跌，其电压环的带宽一般需要达到 R_L/L_e ，如图 14.4-20 所示。开环输入阻抗 Z_{ei} 如曲线 ABC-DE 所示； $f_1(s)R_{in-de}$ 根据有无右半平面零点，分别如 ABDE 或 ABDF 所示。所以在穿越频率点，为避免输入阻抗的下跌， Z_{ei} 必须不小于 R_{in-de} 的幅值，即带宽一般需要达到 R_L/L_e 。

在满足前面带宽的要求后，电压环的相位裕度也是十分

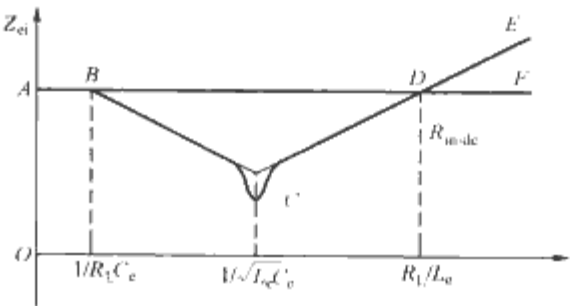


图 14.4-20 开环输入阻抗

关键的。在穿越频率点，输入阻抗的两个部分两者中均含有 $(1+T)$ 项，过小的相位裕度将导致输入阻抗的两个部分本身幅值大大减小。如图 14.4-21 所示， 60° 相位裕度是最小的相位裕度要求，此时 $(1+T)$ 的幅值正好与 T 相等。因此，对电压模式控制的 DC/DC 变流器，在 CCM 模式下，为避免输入阻抗幅值的下跌，要求电压环的带宽不低于 R_L/L_e ，对其相位裕度的要求为不小于 60° 。

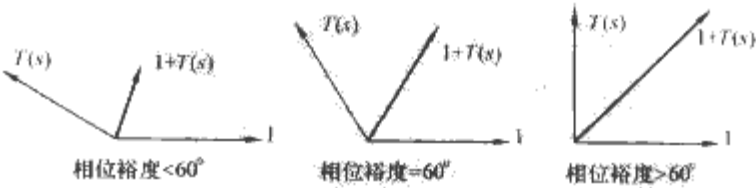


图 14.4-21 相位裕度对输入阻抗的影响相量图

对不同的拓扑类型，由于其小信号模型参数不同，不一定都可以满足上述的带宽即相位裕度的要求。

对 Buck 电路，在控制对输出的传递函数中不存在右半平面的零点，只有两个极点 (L_e 和 C_e 谐振频率)，采用有 2 个零点和 3 个极点的补偿网络，可以达到要求。

对 Boost 电路而言，在控制对输出的传递函数中存在右

半平面零点，其频率正好是 R_L/L_e ，由于右半平面零点引起的额外的相移，理论上穿越频率要达到这个频率是不可能的。所以 Boost 电路的穿越频率一般远在这个频率点以下，即穿越点在图 14.4-20 所示的 CD 段内。这样，其输入阻抗的下跌是不可避免的。为避免输入阻抗的进一步下跌，对电压环的相位裕度的要求仍然是十分必要的。从图 14.4-20 可以看出，为避免这个右半平面零点(RHZ)对相位裕度的影响，谐振点频率和 RHZ 的频率应相差越多越好，增加输出电容量有助于增加相位裕度。

对 Buck-Boost 电路而言，在控制对输出的传递函数中同样存在右半平面零点，但其频率为 $R_L/(DL_e)$ ，理论上穿越频率达到 R_L/L_e 是可能的，但实际中电路设计中由于占空比 D 不会很小，同时考虑到相位裕度的要求，其实际穿越频率也会远低于这个频率。Buck-Boost 电路非常类似于 Boost 电路。

对 Buck 电路，如果设计的带宽小于要求的最小值 R_L/L_e ，其输入阻抗的下跌就和 Boost 电路类似。假设均采用有 2 个零点和 3 个极点的补偿网络，这样，这三种电路的输入阻抗特性就可以统一，如图 14.4-22 所示。

输入阻抗的低频段部分如图 14.4-22 虚线所示，在穿越频率以前为一直线，由等效输入电阻决定，在穿越频率点以后，以 20dB/dec 增加，在补偿网络配置的两个极点处上升斜率增加。输入阻抗的高频段部分如图中曲线 $A'CDEF$ ，在穿越频率点 E ，高频段输入阻抗的幅值与开环输入阻抗一样。如果电压环增益的相位裕度不足 60° ，根据图 14.4-21， E 点的幅值还会存在下跌。结合两者幅值关系，整个输入阻抗如曲线 $ABCDEF$ 所示。对 Buck 电路而言，如果带宽做到 R_L/L_e ， E 点就是 E' 点，输入阻抗的曲线就变成 $ABCE'F$ ，就消除了电压环穿越频率点附近的下跌。

曲线 $ABCDEF$ 是输入阻抗的近似值，实际输入阻抗在 $CDEF$ 段会略高于近似值，具体幅值受电压环的相位裕度的影响。在前面的分析中忽略了电路其他寄生参数电容 ESR

和电感寄生电阻的影响，一般，这两个寄生参数都有改善系统稳定性和输入阻抗的作用。

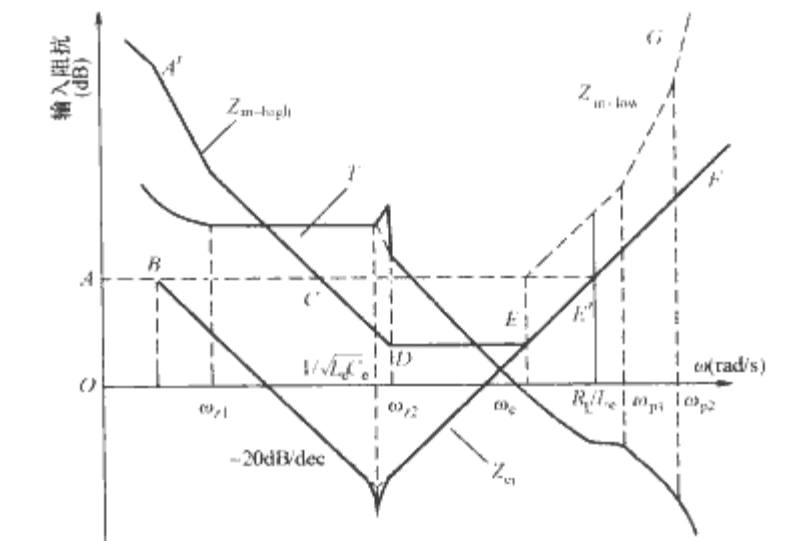


图 14.4-22 3 种基本 DC/DC 拓扑的输入阻抗特性

1.3.2.2 DCM 模式下的输入阻抗特性

在电感电流断续时，电压模式控制的 DC/DC 变流器的小信号模型转化为一阶系统，统一的小信号模型如图 14.4-23 所示，其主要参数如表 14.4-3 所示。

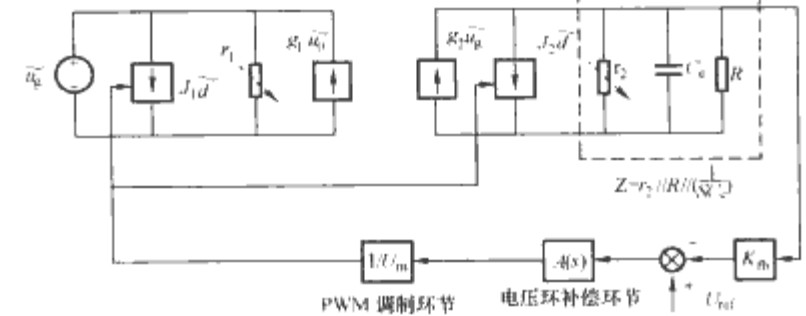


图 14.4-23 DCM 方式下三类基本 DC/DC 拓扑的小信号模型
注：“//”表示并联。

表 14.4-3 DCM 方式下小信号等效模型参数						
拓扑方式	J_1	r_1	g_1	J_2	r_2	g_2
Buck	$\frac{2U_o}{R} \sqrt{\frac{1-M}{K}}$	$\frac{1-M}{M^2} R$	$\frac{M^2}{(1-M)R}$	$\frac{2U_o}{RM} \sqrt{\frac{1-M}{K}}$	$(1-M)R$	$\frac{M(2-M)}{(1-M)R}$
Boost	$\frac{2U_o}{R} \sqrt{\frac{M}{K(M-1)}}$	$\frac{M-1}{M^3} R$	$\frac{M}{(1-M)R}$	$\frac{2U_o}{R} \sqrt{\frac{M}{KM(M-1)}}$	$\frac{M-1}{M} R$	$\frac{M(2M-1)}{(M-1)R}$
Buck-Boost	$\frac{2 U_o }{R \sqrt{K}}$	$\frac{R}{M^2}$	0	$\frac{2 U_o }{R \sqrt{KM}}$	R	$\frac{2M}{R}$

注 $M = U_o/U_{in}$; $K = 2Lf_s/R$ (f_s 为开关频率); 等效输入电阻 $R_{in dc} = R/M^2$; 开环输入阻抗 $Z_{ci} = (1/r_1 - g_1 g_2 Z)^{-1}$

在 DCM 方式下，功率级由 CCM 的二阶系统转换为一阶系统，功率级的极点 ω_p 由图 14.4-23 所示的等效负载阻抗 Z 的极点决定。

与 CCM 模式下一样，DCM 下输入阻抗也由两部分组成，低频段输入阻抗 $(1+T)R_{in dc}/T$ 以及高频段输入阻抗 $(1+T)Z_{ci}$ ，两者中阻抗低者起主导作用。通常，在电压环带宽以内， $T \gg 1$ ，输入阻抗由低频段输入阻抗决定；在电压环带宽以外， $T \gg 1$ ，输入阻抗由高频段输入阻抗决定。

对不同的拓扑类型，开环输入阻抗 Z_{ci} 的值也不尽相同，

但 Z_{ci} 的幅值在频率 ω_p 以上后均变为 r_1 。由于频率 ω_p 一般很低，电压环补偿环节可采用常用的 PI 补偿，其带宽一般远在 ω_p 以上。

在 DCM 下，输入阻抗在穿越频率以下，幅值为 $R_{in dc}$ ；在穿越频率以上，幅值为 r_1 ，显然， $r_1 \ll R_{in dc}$ ，如图 14.4-24 所示。对 Buck-Boost 电路，两者正好相等，防止阻抗下跌的最小相位裕度为 90° 。对其他两种拓扑，为防止在穿越频率点的阻抗下跌，相位裕度必须不小于 60° 。由于这三类拓扑都是一阶系统，上述相位裕度是非常容易得到的。

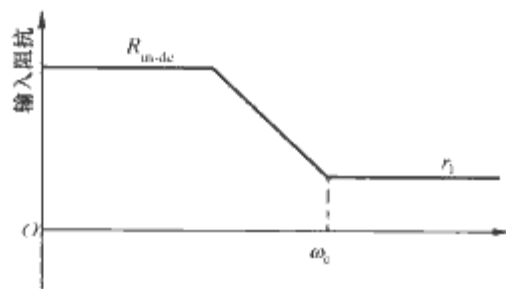


图 14.4-24 DCM 方式下的输入阻抗

由于 $r_1 \leq R_{in-de}$ 的关系, 在穿越频率点以上, 输入阻抗的幅值反而更小, 这与 CCM 方式不一样, 由表 14.4-3 可得, 增益 M 越接近 1, 高频段的输入阻抗越小。在实际变流器设计中, 一般情况下, 在一定负载以上为 CCM 工作, 在此负载以下为 DCM 工作, 因此, 可能出现 DCM 工作下高频段的输入阻抗小于 CCM 情况下最小的等效输入电阻的情况, 但由于 DCM 工作下高频段的输入阻抗呈现纯阻性, 相位为 0° , 所以不会引起级联不稳定的问题, 设计时仍然只需考虑 CCM 下的情况就可以。

通过前面的分析, 在 DCM 方式下, 为改善这三类 DC/DC 拓扑的输入阻抗, 对电压环的带宽没有要求; 电压环的相位裕度, 对 Buck-Boost 类拓扑, 其最小相位裕度为 90° 。

对其他两类拓扑, 最小相位裕度要求为 60° 。在此基础上, 对 Buck-Boost 类拓扑, 由于 $r_1 = R_{in-de}$, 其输入阻抗不会有下跌; 对 Buck、Boost 类拓扑, 由于 $r_1 < R_{in-de}$, 在穿越频率点以上, 输入阻抗变小, 如图 14.4-24 所示。

1.3.3 电流模式控制的 DC/DC 变流器输入阻抗特性及改进

常用的电流模式控制有峰值电流模式控制和平均电流模式控制两种。平均电流模式控制的输入阻抗分析与单相 PFC 变流器类似。峰值电流模式控制的 DC/DC 变流器的小信号 y 参数模型如图 14.4-25 所示, 参数如表 14.4-4 所示, 由于参数均为 y 参数, 为方便起见, 可以用输入导纳的方式讨论输入阻抗。

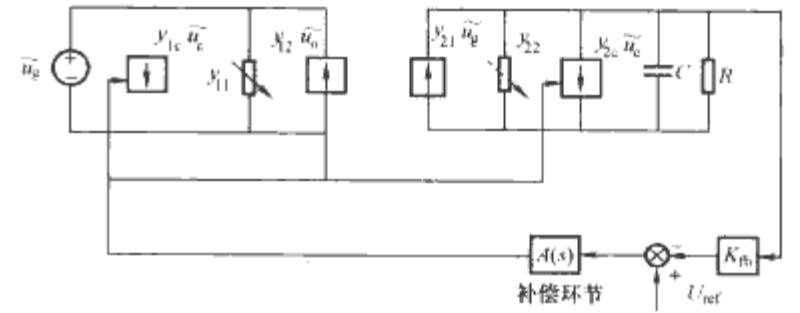


图 14.4-25 峰值电流模式控制小信号模型

表 14.4-4 峰值电流模式控制下 DC/DC 变流器小型号模型参数

拓扑类型参数	Buck	Boost	Buck-Boost
y_{1c}	$\frac{D}{R_f} \cdot \frac{1+sL/R}{1+s/\omega_c}$	$\frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$	$\frac{D}{R_f} \cdot \frac{1+sL/D'R}{1+s/\omega_c}$
y_{11}	$-\frac{c_1 D^2}{R} \cdot \frac{1+s\pi/c_1\omega_s}{1+s/\omega_c}$ $c_1 = 1 - \frac{nD'-1}{K}$	$\frac{nD'-D}{KR} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$	$-\frac{c_4 D^2}{D'R} \cdot \frac{1+s\pi/c_4\omega_s}{1+s/\omega_c}$ $c_4 = 1 - \frac{D'(nD'-1)}{K}$
y_{12}	$\frac{c_2 D}{R} \cdot \frac{1+s\pi/c_2\omega_s}{1+s/\omega_c}$ $c_2 = 1 - \frac{nD'-D}{K}$	$-\frac{nD'^2}{KR} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$	$\frac{D(K-nD'^2)}{KR} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$
y_{21}	$-\frac{D(nD'-1)}{KR} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$	$-\frac{c_3}{D'R} \cdot \frac{1+sD\pi/c_3\omega_s}{1+s/\omega_c}$ $c_3 = 1 + \frac{D'^2(nD'-D)}{K}$	$-\frac{c_5 D^2}{D'R} \cdot \frac{1+sD\pi/c_5\omega_s}{1+s/\omega_c}$ $c_5 = 1 + \frac{D'^2(nD'-1)}{DK}$
y_{2c}	$-\frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$	$-\frac{D'}{R_f} \cdot \frac{1-sL/D'^2R}{1+s/\omega_c}$	$-\frac{D'}{R_f} \cdot \frac{1-sDL/D'^2R}{1+s/\omega_c}$
y_{22}	$\frac{nD'-D}{KR} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$	$\frac{K+nD'^3}{KR} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$	$\frac{DK+nD'^3}{KR} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_c}$

注 $K \equiv 2L/RT_s$
 $n \equiv 1 + 2m_a/m_1$
 $\omega_c = \omega_s/(\pi nD')$
式中: m_a 为斜率补偿斜率; m_1 为电感电流上升斜率; ω_s 为开关频率; T_s 为开关周期。

输入阻抗由两部分并联组成, 两者中低者起主导作用。第一部分 $(1+T)/Y_H$ 在电压环带宽以上起主导作用, 称为高频段输入阻抗, Y_H 为高频段的输入导纳。第二部分 $(1+T)f_1(s)R_{in-de}/T$ 在电压环带宽以内起主导作用, 称为低频段输入阻抗。对不同的拓扑, $f_1(s)$ 与表 14.4-2 中的给定的, R_{in-de} 含义与前面定义的一样。 T 是电压环环路增益。

在电压环带宽以内, 输入阻抗为负阻特性, 与电压模式控制 CCM 方式下完全一致, 体现了负反馈的特征。在电压环带宽以外, 其输入阻抗 Y_H , 比较复杂, 需要经过一些近似处理后, 对不同的拓扑可以得到一些基本的阻抗特性原则。

对 Buck 类拓扑, 输入阻抗包含两个极点, 第一个极点频率与负载阻抗与输出电容形成的极点以及补偿深度相关, 第二个极点为 ω_c 。通常补偿深度越大, 第一个极点的频率越高, 而第二个极点的频率越低, 这样使高频段导纳 Y_H 接近一个二阶系统, 与电压模式相似, 在谐振点附近形成导纳尖峰。环路增益一般带宽在 ω_c 以下, 所以这个尖峰引起输入阻抗的下坠, 类似于电压模式控制下带宽在谐振点以下的情况。

在电压环带宽以上时, 由于高频输入导纳 Y_H 的幅值起决定作用, 并且与补偿深度密切相关。为防止阻抗下跌, 需要对补偿深度进行限定。

对 Buck 类拓扑, 允许的补偿深度的范围为 $1 \leq nD' \leq 2K+1$ 。在 $nD'=1$ 时, 即峰值电流模式控制下保证全占空比情况下稳定时斜率补偿的最小值, $m_a=0.5m_2$, 高频段输入阻抗与低频段输入阻抗一致。这样, 在全频率范围内, 输入阻抗呈现负阻特性, 说明输入扰动在全范围内被抑制了。

由于 K 与负载有关, 在其他条件不变的情况下, 负载的变化会导致原先符合要求的补偿深度不再满足条件, 甚至使系统的输入阻抗变得更小。为防止这种情况, 针对实际应用设计, 补偿深度需要进一步加以限定。

在实际应用设计中, 存在输入电压变化范围、输出电压变化和负载变化。负载越重, 其输入阻抗也越小。因此, 在考虑输入阻抗时只需要考虑额定负载情况。针对不同的输入电压和输出电压, 一共有四种组合。一般情况下, 即最小输入、最大输出的情况, 因为 R_{in-de} 值最小, 低频段的输入导纳有最大值(最小输入阻抗)。对其他三种情况, 即最小输入电压最小输出电压、最大输入电压最大输出电压以及最大输入电压最小输出电压, 依据相同的方式, 可以分别得出允许的补偿深度范围。综合上述四种条件下的补偿深度范围, 对 Buck 类拓扑, 为防止输入阻抗的在各种输入输出条件下的下跌, 其允许的补偿深度范围可以进一步限定为 $1 \leq nD' \leq K+1$ 。虽然对占空比不大于 0.5 的 Buck 类变流器可以不加补偿, 但从改善输入阻抗的角度出发, 这是不利的。

对 Boost 电路, 通过相同的分析方法, 避免阻抗下跌的补偿深度为 $D \leq nD' \leq K/D'^2 + D$ 。对 Buck-Boost 电路而言, 其补偿深度的要求为 $1 \leq nD' \leq K/D'^2 + 1$ 。

电流模式控制的输入阻抗要比电压模式控制的复杂。在峰值电流控制下, 斜率补偿深度对输入阻抗的影响非常大。在设计完成后, 补偿的大小一般不随其他参数改变, 在不同的输入输出和负载条件下, 输入阻抗呈现不同的特性。

由于电流模式控制消除了原先电压模式下的二阶谐振现象, 所以对电压环的带宽限制没有要求, 输入阻抗与电压模式一样具有相同的表达式, 因此, 相应的相位裕度的要求也是 60° 。

对不同的拓扑类型, 基于上述分析, 其补偿深度需要满足一定的要求, 可以保证在不同负载和输入输出条件下阻抗最小值不低于最小的 R_{in-de} 值。对 Buck 电路, 在不同的工作点, 理想的补偿深度为 $nD'=1$, 即维持 $m_a=0.5m_2$, 此时输入阻抗幅值不变。对 Boost 电路, 在不同的工作点, 理想的补偿深度为 $nD'=D$ 。对 Buck-Boost 电路而言, 在不同的工作点, 理想的补偿深度为 $nD'=1$ 。

1.4 输出阻抗分析及改进方法

相对输入阻抗而言, 变流器的输出阻抗比较简单。通常对输出阻抗的要求是越小越好。对一个电压闭环系统, 其闭环输出阻抗 Z_o 的表达式为 $Z_o = Z_{eo}/(1+T_v)$, 其中 Z_{eo} 是开环输出阻抗, T_v 是电压环环路增益。

对不同的控制模式和运行方式, Z_{eo} 的表达式不同。开环输出阻抗的表达式可以分为两种, 即二阶系统的输出阻抗和一阶系统的输出阻抗。电压模式控制 CCM 方式的开环输出阻抗属于前一种, 电流模式控制的开环输出阻抗和电压模式控制 DCM 运行方式的属于后一种。

1.4.1 二阶系统的输出阻抗(电压模式控制 CCM 方式输出阻抗)分析

开环输出阻抗可以表示为输出电容和输出等效电感的并联, 为一个二阶系统, 存在自身的谐振点。开环输出阻抗在谐振点存在突起, 如图 14.4-26 所示。显然, 为改善输出阻

抗, 电压环的带宽必须在谐振频率点 ω_0 以上。由于闭环输出阻抗存在 $(1+T_v)$ 项, 在其穿越频率 ω_c 处(C点), 输出阻抗可能存在突起。与分析输入阻抗的下跌一样, 为防止这个突起, 电压环的相位裕度必须在 60° 以上, 通常需要采用有 3 个极点 2 个零点的补偿环节。这样, 完整地闭环输出阻抗如图 14.4-27 中曲线 ABCDE 所示。

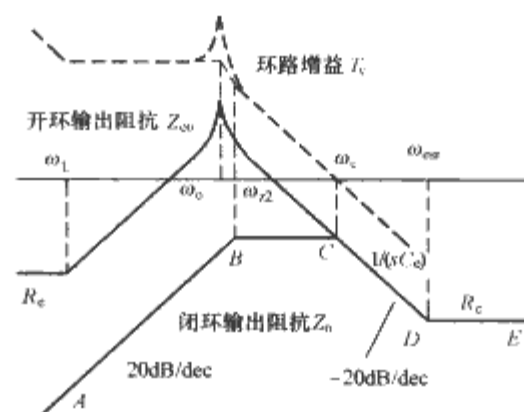


图 14.4-26 二阶系统输出阻抗特性

通常, 如果给出电压环的带宽、相位裕度、输出电容量和电压补偿环节配置的第 2 个零点 ω_{z2} , 就可以完整地描述输出阻抗的特性。

1.4.2 一阶系统的输出阻抗分析

由于小信号模型的相似性, 电流模式控制的开环输出阻抗和电压模式控制 DCM 运行方式的开环输出阻抗具有相同的表达式。根据图 14.4-23 和图 14.4-25, 忽略输出电容 ESR 的影响, 开环输出阻抗与输出电容相关, 如图 14.4-27 所示。图中, 对电流模式控制的有 $R_2=1/Y_{22}$; 对电压模式 DCM 的有 $R_2=r_2$ 。输出阻抗只有一个极点 $\omega_{p1}=1/(R_2C_e)$, 通常电压环的带宽一般远在这个频率以上。

在电压环环路增益穿越频率 ω_c 处(C点), 输出阻抗可能存在突起, 同样, 为防止这个突起, 电压环的相位裕度必须在 60° 以上。这样, 完整的闭环输出阻抗如图 14.4-27 中 ABCDE 所示, 其中 DE 段为电容 ESR 影响产生的。

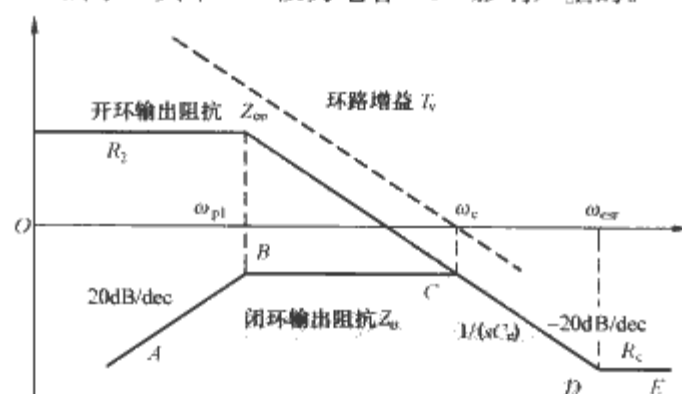


图 14.4-27 一阶系统输出特性

如果给出电压环的带宽、相位裕度、输出电容量, 基本上就可以完整地描述输出阻抗的特性。

从前面的分析可以看到, 对二阶系统以及一阶系统, 输出阻抗的形状基本一致, 两者的差别就是 B 点的频率。一般情况下, B 点的频率比较低, 可以简单地定义输出阻抗为 BCDE 段, 将 AB 段输出阻抗上升的阶段忽略。这样, 描述输出阻抗的参数可以进一步简化, 只需要知道电压环的穿越频率, 相位裕度及输出电容量。

从图 14.4-26 以及图 14.4-27 可得, 如果带宽能够做到 ω_{esr} , 其输出阻抗可以达到最小值。但由于输出电容的 ESR 一般数值非常小, 要求的带宽很宽, 对开关噪声衰减不够, 容易引起系统不稳定。

另外一种输出阻抗的改善办法是将输出阻抗做成一个纯电阻，大小就是输出 ESR 的值。通过配置电压补偿环节的零极点位置，可以将输出阻抗 ABCDE 做成一条直线。这种方法在小功率场合，尤其是 VRM 中被广泛采用。如果实现这种控制，输出阻抗的幅值会非常小，其纯电阻特性将不会引起稳定性的问题。但实现这种控制方式存在带宽太宽 (ESR 很小时，甚至要达到 1/2 开关频率) 以及低频段增益太小的问题。

2 电力电子串并联系统

电力电子标准模块的并联运行、串联运行也是系统集成中除级联之外的另外两种重要形式。模块的并联运行具有许多的优点，这已经在目前广泛应用的直流分布式电源系统 (DPS) 中得到了验证。对模块的并联运行，最关键的一个特性就是单个模块根据各自的功率等级平均负担负载电流。模块的并联技术涉及到两个方面，一个是如何平均分配负载电流，另一个是如何保证系统的稳定性。均流的方法有许多种，这些方法的复杂程度和性能也各不相同。

串联是并联的一种对偶形式，与并联运行的均流相对偶，串联连接存在均压的问题。

2.1 电力电子并联系统

模块的并联运行对电源系统的设计有很多优点，它体现了现代电源系统的发展趋势，即分布式供电。相对集中式供电系统而言，并联系统具有诸多优点，包括：可靠性高，容易实现 $N+n$ 冗余；方便模块标准化，适合大规模生产；由于模块的标准化，系统维护简单，扩容方便，可以缩短实际应用系统的开发周期；由于单个模块的功率相对较小，对模块的热设计简单、器件应力小、方便模块的高频化和小型化。这些特点，与电力电子系统集成的发展趋势也是完全符合的。

电力电子并联系统需要解决的技术包括两个方面：一个是模块根据各自的功率等级按比例承担负载功率，另一个是并联系统的稳定性。由于元件的分散性，特性完全一致的模块是不存在的，这样，模块的功率均分就显得非常重要，以防止模块之间由于功率不均引起的热应力差异，提高各模块和系统的可靠性。

直流系统的并联运行是最基本、也是最广泛的一种应用。由于其输出电压恒定，并联运行的模块需要平均承担负载电流，实现模块之间功率均分通常只需要实现模块间的均流，其并联技术相对比较成熟。对交流系统而言，由于输出电压的时变特性，并联系统不但需要实现均流，还需要实现输出的同相，避免系统内的循环损耗，通常由于其频率较低，在一些实现方法上与直流并联系统类似，一般需要通过均流母线来实现，即各模块的输出保持与母线一致。随着数字控制技术的发展，通过数字通信方式也可以实现均流，包括有线的方式或者无线的方式，无需均流母线，这可简化系统接线、增加抗干扰能力、提高可靠性。它可通过模块自身检测输出电压、电流信号，通过算法也可以实现均流，通常应用在交流系统中。

并联系统的稳定性是并联系统的另外一个重要问题。在并联系统中，由于模块之间通过输出相互耦合，一个模块的瞬态特性会影响系统中的其他模块，引起系统的瞬态行为。这种瞬态行为包括小信号、大信号的扰动。对并联系统而言，在保证均流实现的前提下，其控制方式、均流方案的构架，均对系统的稳定性有不同的影响。

对并联系统而言，采用何种均流方式，除了电流的均衡度、系统的稳定性以外，还需要了解均流控制之后对系统其他参数的影响，包括输出电压调整率、均流方案的容错能力、是否适合模块化(标准化的程度)等因素。

2.2 直流电源系统的均流技术分类

从本质上讲，模块并联运行需要均流的主要原因是由于模块输出是电压源性质，输出电压的微小偏差会导致输出电流的很大差别。因此均流可以通过改变电压源的特性(使特性变软)或改变电压源的幅值来实现，这就是目前两大类均流方法的基本出发点，即下垂法(Droop Method)和有源均流法(Active Current Sharing Method)。基于这两个基本原则，对均流方法的分类如图 14.4-28 所示。

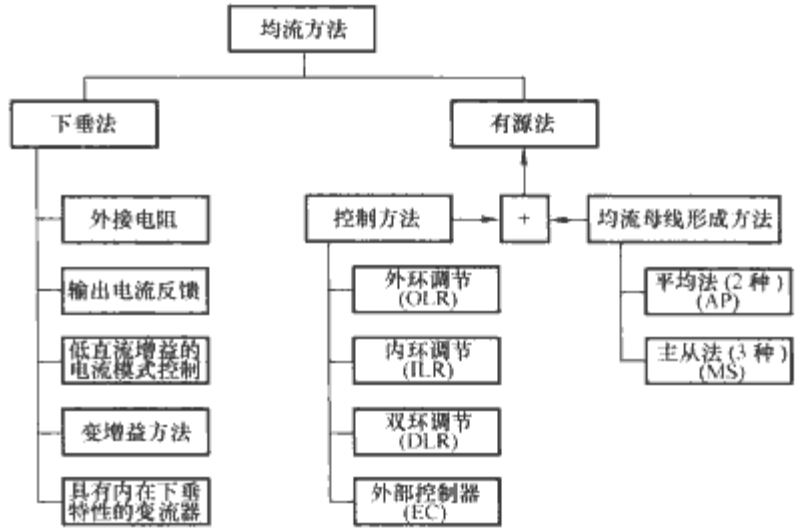


图 14.4-28 均流方法分类

根据下垂法中电压电流特性的形成方式，均流方法可以分为 5 种。有源法一般由两部分组合而成，即控制方法(Control structure)和均流母线形成方法(Bus Program Method)。控制方法主要用来调节输出电压，它从变流器闭环控制的方法出发，能够改变输出电压的方法有 4 种：改变输出电压基准或输出电压反馈，改变电流内环的给定或反馈，同时改变电压基准和电流基准以及采用外部闭环控制。根据这四种方法，对应有四种均流的控制方法，即内环调节 (Inner Loop Regulation)、外环调节 (Outer Loop Regulation)、双环调节 (Dual Loop Regulation) 和外控制器法 (External Controller)。均流母线主要用来获得模块输出间的电流误差信号，均流母线形成方法共有两大类，即平均法 (Average Program Method) 和主从法 (Master Slave Method)。

2.2.1 下垂法

下垂法的基本出发点就是利用输出电压随输出电流的增加而下降的特性，通过控制或改变输出阻抗，达到并联模块间的均流。其基本等效框图如图 14.4-29 所示，由于各个模块的初始电压不同，输出阻抗不同，其分配的电流也不同，输出阻抗越小，均流特性越差。下垂法输出阻抗大，均流效果好，但负载调整率就差，如图 14.4-30 所示。

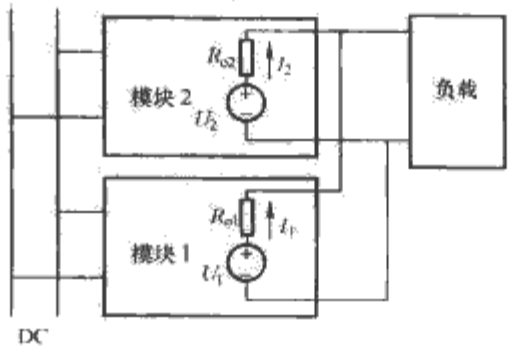


图 14.4-29 下垂法中模块并联等效框图

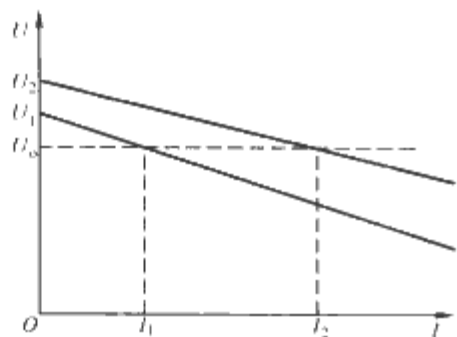


图 14.4-30 下垂法均流负载调整特性

下垂法中改变输出阻抗的实现方式有五种，如图 14.4-31 所示。

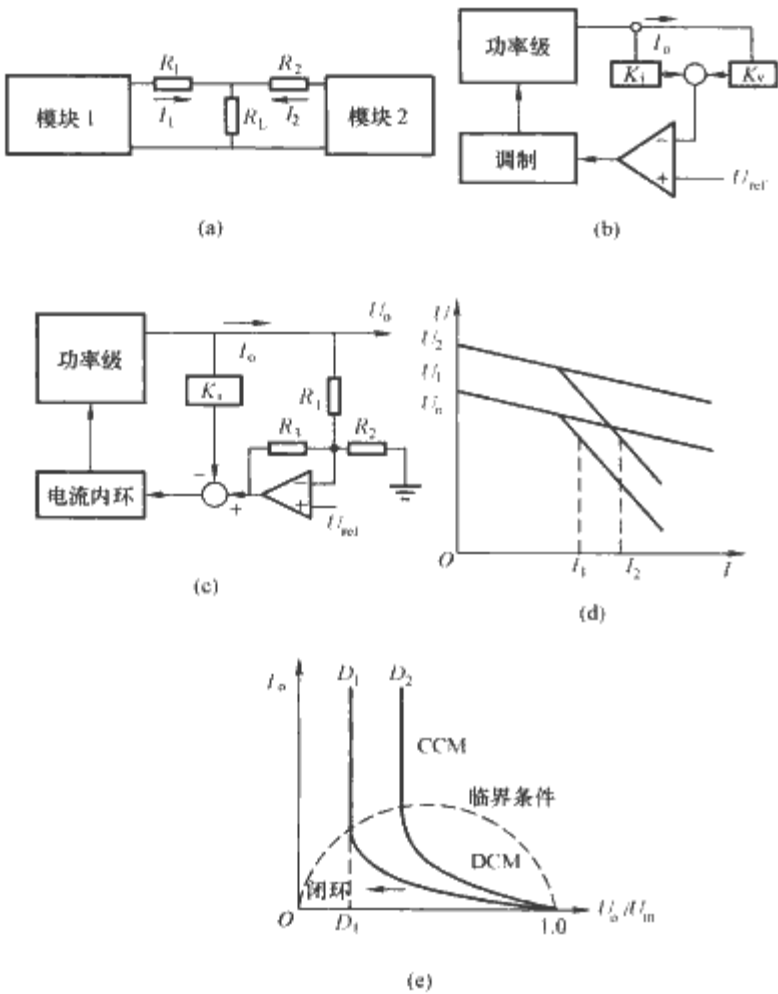


图 14.4-31 改变输出电压电流特性的五种方法

(a) 输出串电阻；(b) 输出电流反馈；(c) 电流模式控制，低直流增益；(d) 变增益控制的输出特性；(e) DCM 方式下的输出特性

(1) 输出串联电阻。如图 14.4-31(a)所示，通过在模块的输出端串入电阻，增加输出阻抗，改善均流性能。这个方法简单直观，但由于串入的电阻一般大于输出阻抗，这个方法的最大缺点就是功耗大，不适合大功率大电流的应用场合。

(2) 输出电流反馈。如图 14.4-31(b)所示，这个方法用一个采样电阻取样输出电流，将采样的电流信号叠加到电压信号中，电流的大小可以改变输出电压，相当于输出串联了一个虚拟的电阻。相对前面一种方法，其功耗可以明显降低。

(3) 低直流增益的电流模式控制。如图 14.4-31(c)所示，在电流模式控制下，降低电压环的直流增益，即通过电压反馈信号与基准电压的差来给定输出电流的大小，实现输出的下垂特性，这个方法与通过输出电流反馈改变输出电压在本质上是完全一样的。

(4) 变增益控制。如图 14.4-31(d)所示，变增益控制主要是根据负载电流的大小采用不同的输出下垂特性，对负载

调整率和均流误差进行折衷。其改变增益的方法有很多，如非线性改变、根据电流线性分段改变等。

(5) 具有内在 Droop 特性的变流器。某些变流器具有内在的输出下垂特性，如工作在 DCM 方式下的 Buck、Boost 和 Buck-Boost 电路，串联谐振变流器等，但仅在输出电压开环条件下才具有输出软特性。为达到比较好的均流效果，不能简单地将这些变流器的输出接在同一个负载上来均流，通常需要共用一个电压环。这样，这个方法就基本上与有源法中一些控制方法有类似之处。

通常，采用下垂法均流时，负载调整率和均流性能必须有所折衷，而且其初始电压在整个温度和产品寿命内的稳定性要求非常高。如图 14.4-32 所示，为保证 10% 的均流误差和 5% 的负载调整率，其初始电压的稳定度必须达到 0.45%。其优缺点如表 14.4-5 所示。

因此，下垂法一般不适合应用在高功率、高性能的场合。由于其简单性，该方法在小功率场合被广泛使用，如 DC/DC 模块电源。

2.2.2 有源法

通常，有源法一般由两部分组合而成，即控制方法和均流母线形成方法。并联模块先通过均流母线形成方法产生均流母线，然后用一定的控制方法来实现均流。控制方法主要是按均流环与电压环的相对位置来划分；均流母线的形成方法按照如何从各个模块的电流信息中产生均流母线信号来分类。

表 14.4-5 下垂法的优缺点		
特点	优点	缺点
内容	1. 简单，容易实现，易扩充 2. 无需均流母线 3. 模块化特性好 4. 开环的均流方案，无稳定性问题	1. 负载调整率差 2. 模块的电压稳定性要求很高 3. 均流性能差

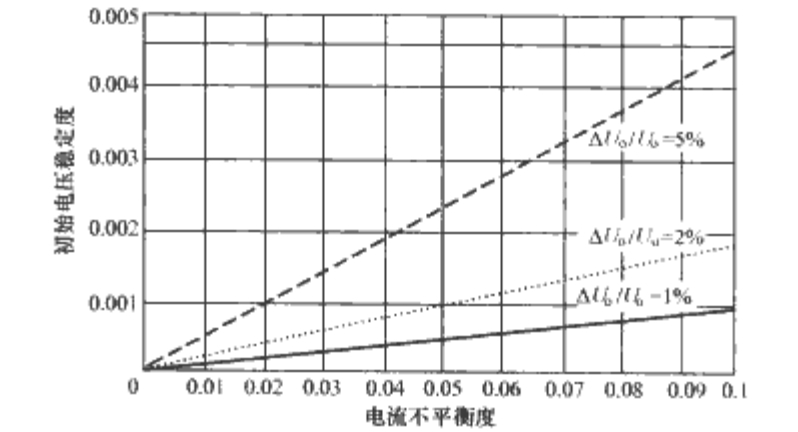


图 14.4-32 电流不平衡度与初始电压稳定度的关系

2.2.2.1 均流母线形成方法

均流母线形成共分两大类，即平均法和主从法。均流母线的作用就是传递模块的电流信息，提供各个模块的电流基准，通用的框图如图 14.4-33(a)所示，图中的 μ_N 和 w_N 都是

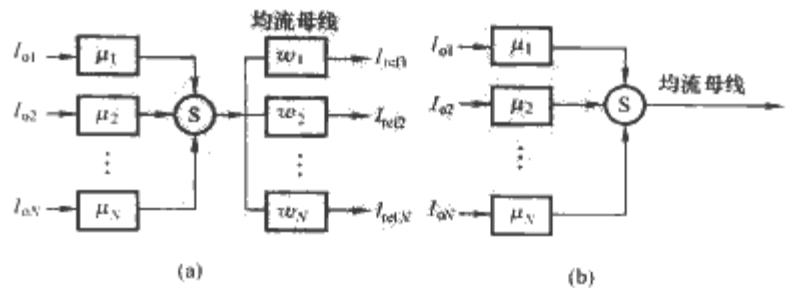


图 14.4-33 均流母线形成框图
(a) 通用框图；(b) 简化后的框图

权系数。如果每个模块具有相同的输出电流、或者电流采样的比例一致(如满载时电流采样值相同),这样图 14.4-33(a)就可以简化为图 14.4-33(b)。

(1) 平均法。如图 14.4-33(b)所示,如果每个系数 μ_i 均等于 $1/N$,这就是最常用的基本平均法(Basic Average Program Method, BAP),均流母线电压 CSBus 就是输出电流的平均值。其具体的电路实现如图 14.4-34(a)所示。由图 14.4-34(a)可以看出,平均法的固有缺点是当一个模块故障或出现限流等情况,其输出电流变小,均流母线电压也变小,从而使系统不能提供负载所需要的电流,导致系统均流失败。因此需要额外的开关来断开故障模块的输出电流信号,如图 14.4-34(b)所示,保证剩余模块能正常均流工作。

在平均法中,还有一种方法比较特殊,称之为隔离的平均法(Isolated Average Program Method, IAP)。由于模块输出电流一般都是直流模拟量,隔离比较困难,可以通过一个频率与输出电流成正比的高频信号,通过频率的高低来表示输出电流的大小,这样可以方便地隔离,通过频率的平均获得均流母线信号。通过隔离,就可以不要保护开关。该方法相对比较复杂,因此很少被采用,不具有普适性。

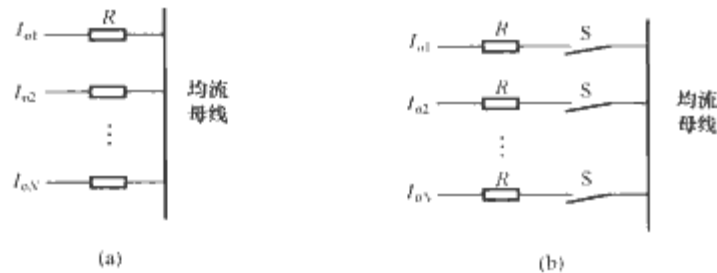


图 14.4-34 平均法均流母线框图

(a)不带保护开关的平均法实现电路;(b)带开关保护的电路

(2) 主从法。主从法可以分为三类,即指定法(Dedicated Master, DM)、轮换法(Rotating Master, RM)和自动法(Automatic Master, AM,有时也叫民主法)。

1) DM 法,就是系统指定一个模块为主模块,其输出电流作为均流母线信号。其他模块作为从模块,输出电流均以主模块输出电流为基准。在图 14.4-33(b)中,就是系数 μ_1 到 μ_N 中,其中一个为 1,其余为 0,如选 1 号模块为主模块,如图 14.4-35(a)所示。DM 法非常简单,其缺点就是系统的容错性能差、可靠性不高,主模块的失败将导致整个系统的故障。

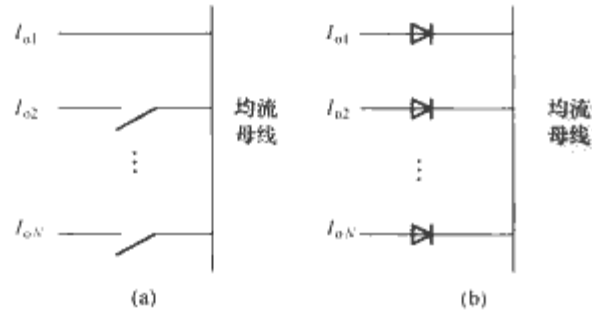


图 14.4-35 主从法均流母线框图

(a) DM 法示意图;(b) AM 法示意图

2) RM 法其本质与 DM 法一样,主要区别就是系统在指定主模块时是轮换的,每个模块都有机会成为主模块,其主要目的就是为了提高系统整体的可靠性。也有的做法是在一个主模块失败的时候再指定另一个主模块,这个方法的主要缺点是切换主模块导致的输出电压波动,需要额外的控制电路,实现比较困难。

3) AM 法,如图 14.4-35(b)所示,系数 μ_1 到 μ_N ,以一个理想二极管取代,这样,模块中输出电流最大的自动成

为主模块,一旦出现模块故障和其他情况导致输出电流为 0,模块电流信号自动从均流母线中脱离,其均流母线代表了系统中电流最大的模块的电流信号。

AM 法结合了 DM 法和 RM 法各自的优点,因此被广泛采用。

均流母线形成的各种方法其优缺点如表 14.4-6 所示。BAP 法和 AM 法是两种比较优秀的方法,从图 14.4-34 和 14.5-35 可以看出,这两种方法具有相似性,只要将 14.5-34 中的电阻换成二极管,BAP 法就变成了 AM 法。另外,DM 法由于其简单性,在某些场合中也有一定的应用。

表 14.4-6 均流母线形成方法总结		
方法	优点	缺点
BAP	比较简单,可以获得比较稳定精确的均流效果;只需要一根均流母线;抗干扰性能好	容错性能差;需要额外的开关来断开问题模块,提高系统可靠性
AM	可扩充性好;只需要一根均流母线;容错性能好	动态特性差(由于主模块电流不受控);均流母线对噪声敏感(均流母线没有电阻)
DM	简单;控制环设计简单	系统的容错性能差、可靠性不高,主模块的失败将导致整个系统的故障
RM	简单;控制环设计简单,可靠性较 DM 法有所提高	切换主模块导致输出电压波动,需要额外的控制电路,实现比较困难

2.2.2.2 控制方法

实现均流的控制方法主要有 4 种,即内环调节 ILR (Inner Loop Regulation)、外环调节 OLR (Outer Loop Regulation)、双环调节 DLR (Dual Loop Regulation) 和外控制器法 EC (External Controller)。图中元件 x 根据不同的母线形成方法可以选用二极管或电阻。

外环调节(OLR)的通用框图如图 14.4-36(a)所示。通过均流调节环,将模块输出电流的信号与均流母线信号比较,得到的误差信号改变电压基准,直到输出电流与均流母线电流一致。

内环调节(ILR)的通用框图如图 14.4-36(b)所示。一般情况下,均流环节可以和电流模式控制下的电流内环合并,以简化电路。内环调节对母线形成方式有特殊的要求。

在双环调节(DLR)中,均流环节与电压补偿环节并联连接,框图如图 14.4-36(c)所示。通过将均流误差信号叠加到电压误差信号上达到电流均分的效果。

在 DLR 方法中,还有一种双母线的结构,增加一条额外的电压调整母线用来解决单母线中存在的问题,其基本框图如图 14.4-36(d)所示。

外部控制法通过外加的控制器来实现负载均分。通过采集各个模块的输出电流信号进行比较,再调节相应模块的控制信号来实现。外部控制法由于需要采集模块信号并进行控制,一般需要比较多的控制连接线,系统的可靠性和容错能力大大降低,外部控制器的失败将导致整个系统的失败,目前这种方法已较少采用。但是这个方法具有控制灵活,系统扩充简单等优点,尤其是随着数字控制技术的发展,这个方法与数字均流技术的结合,应用前景非常广阔,其实现均流的本质与 OLR、ILR 以及 DLR 是一致的。

根据上述均流母线形成方法以及控制方法,从理论上

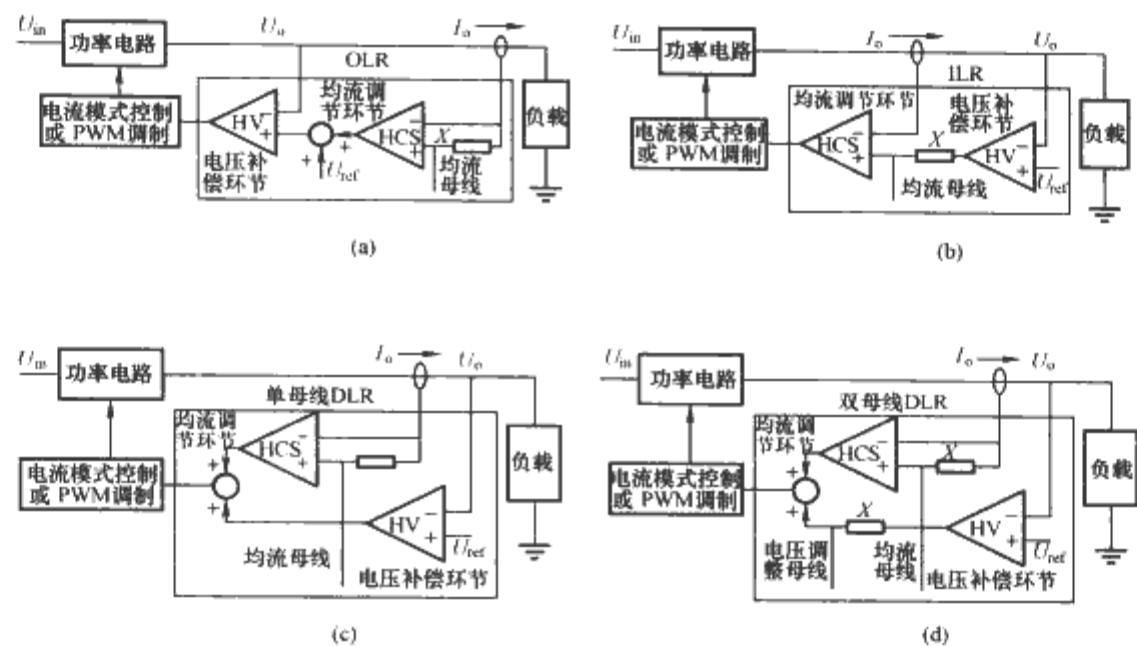


图 14.4-36 各种均流控制方法框图

(a) 外环调节；(b) 内环调节；(c) 单母线结构的双环调节；(d) 双母线结构的双环调节

讲，共存在 18 种可能的有源均流方法，如表 14.4-7 和表 14.4-8 所示。其中一些已经被广泛应用，有些则存在一些内在的缺陷，不能实用。

表 14.4-7 采用单母线结构的可能的均流方法				
单母线均流方案		均流母线形成方法		
		BAP	AM	DM
控制方法	OLR	OLR+BAP	OLR+AM	OLR+DM
	ILR	ILR+BAP	ILR+AM	ILR+DM
	DLR	DLR+BAP	DLR+AM	DLR+DM

表 14.4-8 采用双母线结构的可能的均流方法				
双母线 DLR 控制方法		均流母线形成方法		
		BAP	AM	DM
电压调整母线形成方法	BAP	BAP+BAP	BAP+AM	BAP+DM
	AM	AM+BAP	AM+AM	AM+DM
	DM	DM+BAP	DM+AM	DM+DM

(1) OLR 控制方式下的三种均流方式。

1) OLR+AM 方式下，由于均流母线由各模块值中最大值产生，其他模块跟踪此电流值，当两者接近时，会存在主模块自动切换的问题，即模块的主从方式一直是交叉进行的，交叉的频率、幅值与均流环节的设计有关。为解决这问题，均流环需要加入一定的偏置电压，如图 14.4-37 所示，但引入的偏置电压会引起静态均流误差。

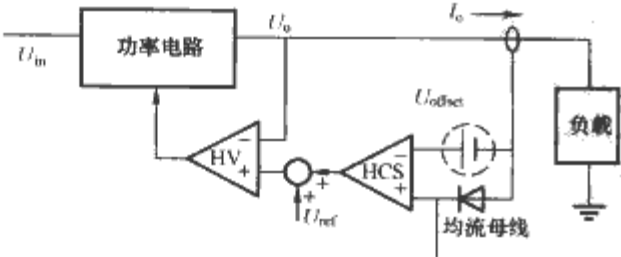


图 14.4-37 加入偏置电压

2) 在 OLR+BAP 方法下，不存在主从交替问题，所以均流精度高。忽略电流采样的误差，这种控制方法的均流误差为 0。但该控制方法容错性能差，需要额外的开关断开有问题模块的均流母线。

3) 在 OLR+DM 方法方式下，主模块必须是在没有

均流环节时输出电流最大的模块，否则，均流不能实现。显然，这种方式在可靠性方面存在严重的缺陷，在参数发生变化时，系统将失去均流特性，因此在实际中很少被采用。

OLR 控制方法具有模块化特性好，方便标准化和生产，系统扩充方便、维护方便，以及容错性能好（尤其是 OLR+AM 方式下）等优点。其主要缺点是均流环节与电压环串联，是三环系统，设计困难，容易引起系统的不稳定；而且均流环节带宽比较窄，远在电压环带宽以下，影响动态均流特性。OLR+AM 和 OLR+BAP 是这三种方法中比较优秀的方案，适合一般场合下，多模块并联运行的系统。

(2) ILR 控制方式下的三种均流方式。在内环调节方法中，通常均流环的电流信号取电感电流而不是输出电流，均流环一般与电流环可以合二为一，简化电路结构。

1) ILR+BAP 均流方法的主要问题就是输出电压的调整率比较差，由于输出电压的不匹配，会导致输出电压偏小的模块电压补偿环节的输出为 0，为维持输出电流和电压，另一个模块的电压环就会饱和输出，这样输出电压在重载的时候偏低，在轻载的时候偏高。

2) ILR+AM 均流方法可以避免 ILR+BAP 方法的负载调整率的问题。由于均流环与电流内环统一以及共用电压外环，系统的响应与单个模块类似，在负载动态过程中，模块间的输出电流差别也非常小，说明均流环节的带宽非常宽。

3) ILR+DM 方法与 ILR+AM 本质上是一致的。通过指定一个模块作为主模块，其电压补偿环节决定其余模块的输出电流。输出电压由主模块决定。由于主模块是系统指定的，因此容错性能较差。在 ILR+AM/DM 控制方式下，电流采样信号不同影响均流精度。如果取电感电流，如忽略电流取样的误差，其均流的误差为 0。如取开关器件的电流，电感量不同会导致输出电流不相同，误差的大小与电感量的差别成正比。

ILR 这种控制方式具有简单（只有两个控制环）、稳定性好、均流环带宽等优点。但其缺点也是相当明显的，如：均流母线为电压误差信号，电压环的动态影响均流性能；均流母线抗干扰性能差，对噪声敏感；如果电压环的带宽比较宽，均流母线有丰富的高频信号，使系统容易引入干扰导致不稳定；模块化特性差（尤其是 ILR+DM）。显然，ILR+

AM 均流方案具有较好的性能。因此, ILR 控制方法不适合应用于均流母线连接距离比较远的场合, 而适合应用在多相交错并联的系统中, 由几个小功率的模块组合成一个大的功率模块, 均流母线距离很近。

(3) 双环调节, DLR。双环调节方式的主要目的是综合 OLR 和 ILR 方法各自的特点, 试图获得一种快速又具有好的抗干扰性能的均流方式。与 ILR 方法中一样, 均流环节也可以和电流环合并, 方便补偿环节的设计。双环调节有单母线结构以及双母线结构。

1) 在实际应用中, 单母线结构的 DLR 方法是不能实现的。当电压补偿环节的反馈系数和电压基准不相等时, 基准小的模块其电压补偿环节的输出电压会下降到 0, 这样, 其均流只能通过均流环的调节来实现。从本质上讲, 这个方法的内在缺陷是输出电压不可调, 由于电压环和均流环是并联的, 电压不平衡引起的电流不平衡现象是不可能通过均流环节来纠正的。在实际中, 在电压基准匹配比较好、而且电压补偿环节是有静差的情况下 (类似于下垂特性), 这种方法有一定的应用。单母线结构 DLR 的主要问题就是在电压不匹配的模块并联时出现的不均流现象。与 ILR 方法类似, 为解决这个问题, 最简单的方法就是引入电压均衡信号, 即额外加一条电压调整母线构成双母线结构。

2) 根据两条母线不同的形成方法, 双母线结构的 DLR 有 9 种组合。由于双母线结构的 DLR 控制方法结合了 ILR 和 OLR 的方法, 根据前面对这两种方法的分析, 均流母线的形成方法不能用 DM 的方法, 原因与 OLR 方法中均流母线不能用 DM 方法一样。电压调整母线的形成方法根据 ILR 中的分析, 不能采用 BAP 的方法, 所以实际可能采用的方案只有 4 种, 如表 14.4-9 所示。

表 14.4-9 双母线结构均流方案				
双母线 DLR 控制方法		均流母线形成方法		
		BAP	AM	DM
电压调整母线形成方法	BAP	×	×	×
	AM	✓	✓	×
	DM	✓	✓	×

注 ✓—可用; ×—不可用。

从电压调整母线的形成方法看, 显然 AM 方式和 DM 方式效果是一致的, 但 AM 方法具有更好的模块化特性和容错特性。DLR 方法综合了 ILR 和 OLR 方法各自的优点, 可以获得宽的均流环带宽; 电压环和均流环节相互独立, 方便设计; 具有更好的电压调整特性和好的均流特性。其主要的缺点有: 需要额外的电压调节母线; 电压调节母线对噪声敏感, 尤其是电压环带宽比较宽的时候。

因此, 对双母线结构的方案, 一般不适合在多模块并联时均流母线间距较长的场合应用。但由于其性能优越, 尤其是宽的均流带宽, 在一些需要好的动态均流特性的场合, 如多相 VRM 内部均流等应用场合, DM+BAP 的方法有广泛的应用。

基于上述分析, 在可能的 18 种有源均流方案中, 对单母线结构的均流方案, 其实际可用的方案如表 14.4-10 所示。对双母线结构的均流方案, 实际可用的方案见表 14.4-9。

表 14.4-10 单母线结构均流方案

单母线均流方案		均流母线形成方法		
		BAP	AM	DM
控制方法	OLR	✓	✓	×
	ILR	×	✓	✓
	DLR	×	×	×

注 ✓—可用; ×—不可用。

2.2.3 有源法和下垂法的应用场合

对小功率应用, 下垂法由于其简单性被广泛采用。在低压大功率场合, 电压调整模块 VRM 是一个重要应用场合, 通常一个 VRM 由多相交错并联而成。由于其特殊性, 在其模块中存在两个均流环: 一个是 VRM 内部交错并联的各相之间的均流环, 通常将电压环共用, 采用内环调节方法; 或者采用双母线结构的双环调节方法。此外还有一个用于 VRM 模块间并联时用的均流环, 一般多采用输出电流反馈的下垂法, 由于下垂特性是通过反馈实现的, 也称为有源下垂法。目前 VRM 广泛采用的 AVP (Adaptive Voltage Position) 控制方法属于一种自适应的方法, 其输出稳态电压随负载变化, 负载越大输出稳态电压越低。从宏观上看来, 其本质也是一种有源下垂法。

对中大功率场合, 有源法是首选。有源法中, ILR 控制方法更加适合用在多相交错并联的系统中, 由几个小功率的模块组合成一个大功率模块这种场合。双母线 DLR 一般适合一些需要好的动态均流特性的场合。这两种方法由于母线容易受干扰, 并且包含丰富的电压补偿环节的高频信号, 一般不适合用在通用场合, 尤其是均流母线连接距离比较长的场合。相对而言, OLR 控制方法在一般应用上还是优选的方案。

2.2.4 数字均流技术的讨论

随着数值技术的发展, 数字化控制也被广泛应用。在并联系统中, 采用数字化均流技术, 相对模拟的方法而言, 具有很大的灵活性和可靠性。在实现上, 数字化均流技术的方法与前面分析的模拟方法是一致的。

在数字化均流技术中, 可以采用外部控制器的方法, 如在实际应用系统集成中, 一般都有应用级的控制器, 实现系统功能, 采用外控制器法, 无需增加额外的均流控制器, 而且可以实现各种有源均流方案。另外, 如果采用总线结构, 如 CAN 总线等, 模块间可以组成环路, 无需外部控制器, 可以实现各种有源均流方案, 而且可靠性更高。

由于其不需要均流母线, 以模块间的通信线取代, 抗干扰性能明显增加。如实现 OLR 控制方案, 每个模块通过通信获得其他模块的输出电流信号, 采用平均法或主从法形成均流给定信号, 根据各自的输出电流进行调节。

显然, 数字化均流技术也涉计到均流算法的稳定性问题, 但由于数字控制技术的灵活性, 各种先进的控制方法均可以被采用, 如采用变增益的比例环节, 既可以保证良好的稳定性, 又可以避免模拟方法产生的静态均流误差。在具有恒流功能的变流器中, 均流可以通过更简单的方法实现, 如将 $N-1$ 个模块的恒流值设定为需要的输出电流值, 用一个模块进行电压调节, 其输出电流也基本维持在相同水平, 显然这个概念与 DM+ILR 是一致的, 但其具有好的抗干扰性能和容错性能, 而且必然是个稳定的系统。其主要的缺点就是其他模块工作在恒流状态, 使输出阻抗增加, 不利于级联的稳定性。

从前面的讨论中可以看到, 数字化均流技术在并联系统中有很好的应用前景, 目前已经越来越受到关注。数字化均

流技术其最终的控制实现与本章中提到的模拟方法是一致的,即也是通过改变电压、电流基准来实现的。在应用中,数字均流技术由于受到计算速度、采样速度的影响,还有许多问题需要进一步探讨和研究,包括性能和稳定性等问题,但由于数字化控制的灵活性,其稳定性问题会更好解决。

2.3 直流电源系统的均流稳定性分析

采用有源法均流时,由于额外的均流控制环节的存在,使系统的闭环受到其他模块的影响。均流环与模块本身的控制环(电压环、电流环)的相互关系不同,其稳定性也不尽相同。通常,在小功率场合使用下垂法较多,而在中功率场合较多采用有源法。

2.3.1 中功率有源方法的稳定性分析

通常内环调节方式和双环调节方式的均流环可以与模块本身的电流环相结合,均流环的设计可与模块自身的闭环设计相结合,其结构仍然是一个双环系统,稳定性的设计与单个模块自身的稳定性设计没有差别,因此,基于模块本身设计稳定的基础上,采用此类均流方式不存在稳定性的问题。对外环调节这种控制方法,由于均流环和电流环是串联的,是一个三环系统,尽管模块本身稳定,由于均流环的影响,仍然可以出现不稳定的情况,所以设计均流环必须避免系统出现不稳定的情况。

有关外环调节方式的稳定性分析,已经提出了一些分析方法,相对比较简单而且具有通用性的分析方法是采用戴维南等效电路的形式对并联系统进行了研究。

简化的并联系统的模型如图 14.4-38 所示。图中,对第 j 个模块 ($j=1, \dots, N$),功率电路被等效为一个受控电压源 U_{Tj} 和一个输出阻抗 Z_{olj} 的串联。各个模块的输出通过一个输出影响阻抗 Z_{chj} 连接在一起。显然,这个模型对电压模式控制和电流模式控制的 DC/DC 变流器都是适用的。其中, Z_{olj} 是 DC/DC 变流器的开环输出阻抗,受控源可以表示为补偿网络 A_j 与误差信号 U_{ej} 的乘积。

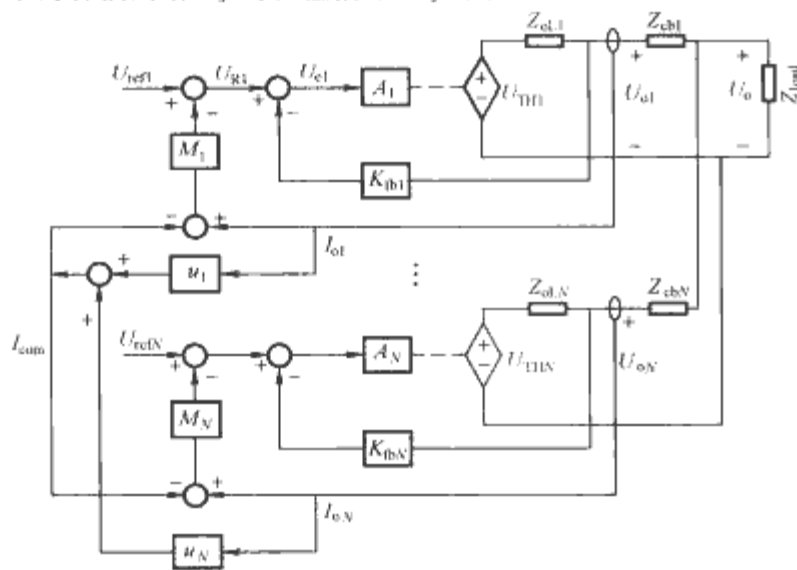


图 14.4-38 戴维南等效简化的并联系统框图

如图 14.4-38 所示的戴维南等效电路中,其传递函数都是在电流源性质负载下推导得到的,即在小信号负载开路的情况下得到的。在不同的负载下,传递函数也不同,尤其是 A_j 。如果负载的阻抗比较复杂,如后级的 DC/DC 变流器,在分析中就会变得非常复杂,会涉及到级联稳定性。通常可以先将负载以一个等效功率的电阻性负载(或电流源性质的负载)替换,分析并联系统的稳定性,再根据阻抗标准分析前级联的稳定性。

均流母线信号 I_{cum} 的值由系数 u 决定,可以表示为各模

块输出电流与相应的反馈系数 u 乘积之和。当系数均等于 $1/N$ 时,就是平均法;当系数中的一个为 1,其余为 0,为主从法。

如图 14.4-38,对第 j 个模块,有

$$U_{Tj} = \frac{A_j}{1 + A_j K_{fbj}} U_{Rj} + \frac{A_j K_{fbj}}{1 + A_j K_{fbj}} I_{oj} Z_{olj} \quad (14.5-1)$$

对输出电流和参考电压有

$$F_j U_{refj} = (G_j + 1) I_{oj} - G_j I_{cum} + H_j \sum_{k=1}^N I_{ok} \quad (14.5-2)$$

其中

$$Z_j = Z_{chj} + \frac{Z_{olj}}{1 + A_j K_{fbj}}, F_j = \frac{A_j}{1 + A_j K_{fbj}} \frac{1}{Z_j}, \\ G_j = F_j M_j, H_j = Z_{Load} / Z_j \quad (14.5-3)$$

虽然各个模块的输出电流不同,但由于其相互作用互相抵消,负载电流中不能反映均流的稳定性,所以,分析均流的稳定性可以用电流源性质的负载,也可以用电压源性质的负载,这样,式 (14.5-2) 可以简化为

$$F_j U_{refj} = (G_j + 1) I_{oj} - G_j \sum_{k=1}^N u_k I_{ok} \quad (14.5-4)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \frac{I_{o1}}{U_{ref1}} & \dots & \frac{I_{o1}}{U_{refN}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{I_{oN}}{U_{ref1}} & \dots & \frac{I_{oN}}{U_{refN}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + (1 - u_1)G_1 & \dots & -u_N G_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -u_1 G_N & \dots & 1 + (1 - u_N)G_N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & F_N \end{bmatrix} \quad (14.5-5)$$

式 (14.5-5) 对平均法和主从法均适用。对主从法而言,式 (14.5-4) 的特征多项式(传递函数的分母)可以简单的表示为

$$Den(s) = \prod_{k=1}^N (1 + G_k) \quad (14.5-6)$$

对参数不同的模块,其设计方法也是一致的,即只要保证每个模块的均流环稳定就可以,即判别均流环环路增益 G_j 的稳定性。平均法稍微复杂一点。如果是相同的模块,即每个模块的传递函数 G 均相等,其传递函数的分母可以简单的表示为式 (14.5-7),也可以方便地通过判断均流环环路增益 G_j 的稳定性来进行。如果参数不同,其表达式就稍微复杂一点,需要一定的简化处理。

$$Den(s) = N(1 + G) \quad (14.5-7)$$

在并联系统中,在设计保证均流环稳定外,并联系统还可能出现不稳定的情况,因为并联系统对负载供电同时又是一个级联系统,其级联稳定性与均流环设计无关,只跟负载阻抗、闭环输出阻抗和并联模块的个数有关。

均流的稳定性还受到一些其他因素的影响,如输出引线的阻抗、电压反馈的方式(输出端反馈、负载端反馈)。对输出的反馈方式,一般采用输出端直接反馈,在一些电压调整率要求比较高的场合,会采用负载端的反馈(远端补偿)。在这种情况下,会存在一部分输出引线阻抗共用,在多模块并联时容易造成系统的不稳,尤其是负载呈容性时。

对输出引线阻抗,其模型一般可以用一个电阻 R_{cb} 和一个电感 L_{cb} 的串联来表示。一般引线电感的值远小于输出滤

波电感的数值,它在电压环传递函数中引入一个额外的零点和一个极点,其数值非常接近,所以对模块本身特性的影响非常小。但引线电感 L_{cb} 会在均流环路增益 G 中引入一个额外的极点,影响 G 的相位裕度和穿越频率。所以,尽管输出引线电感对单个模块没有什么影响,但对并联运行的系统有较大的影响,数值需要越小越好。

如果忽略输出引线电感的影响,只考虑引线电阻的影响,引线电阻 R_{cb} 增加了输出阻抗,使 G 的低频段增益下降,穿越频率降低,但由于电阻不引入额外的极点,使均流环节更容易稳定。但带来的缺点就是均流的动态性能变差,输出电压调整率由于输出阻抗变大而变差。

从上面的理论分析可知,对如何设计一个稳定的并联运行系统可以归纳如下三点,这个结论对外环调节 (OLR) 控制方式下的平均法 (BAP) 或主从法 (AM) 均适用。

(1) 设计稳定的电压环环路增益 T_v , 保证单个模块的稳定性。

(2) 在纯电阻负载条件下,根据式 (14.5-5), 对各模块设计稳定的均流环路增益 G 。

(3) 对不同的负载条件 (负载阻抗), 用等效环路增益法判断并联系统的级联稳定性。

2.3.2 小功率电源均流稳定性分析

在小功率场合,通常采用下垂法均流,因此没有稳定性的问题,通常其均流不均衡度在 10% 左右。在低压大电流应用场合,小功率模块内部一般采用多相交错并联技术,每相之间的均流采用内环调节或者双母线结构的双环调节方式,通常不存在由均流环引起的稳定性的问题。

为进一步提高小功率模块间的均流性能,在下垂法均流的基础上,小功率模块间的均流也可以采用有源法。其稳定性的分析与中功率有源法一致。通常,在小功率场合,由于本身开关频率较高,模块自身的闭环调节带宽远高于均流环的带宽,因此可以忽略模块本身电压环的作用,图 14.4-38 可以进一步简化为图 14.4-39。

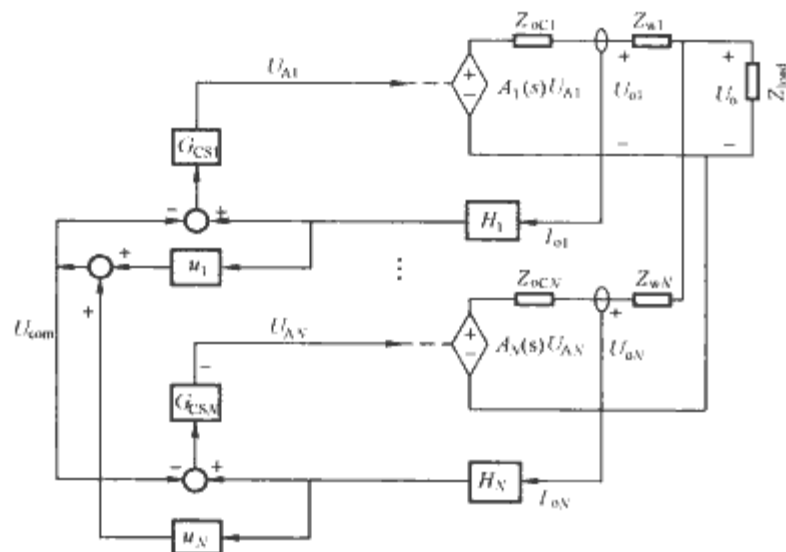


图 14.4-39 采用有源法的小功率多模块并联系统等效模型

采用与中功率稳定性分析类似的方法,对主从法,主模块的稳定性只要考虑模块本身的稳定性即可,而从模块的稳定性则需要判别均流环路增益 $H_j G_{CS} A_j(s)$ 的稳定性。对平均法,模块的稳定性则需要考虑均流环路增益 $H_j G_{CS} A_j(s) N/(N-1)$ 的稳定性。

2.4 电力电子串联系统分析

作为并联的对偶问题,还有模块的串联问题,从模块的连接方式上看,共有四种方式,即并—并连接、并—串连

接、串—并连接和串—串连接,如图 14.4-40 所示。

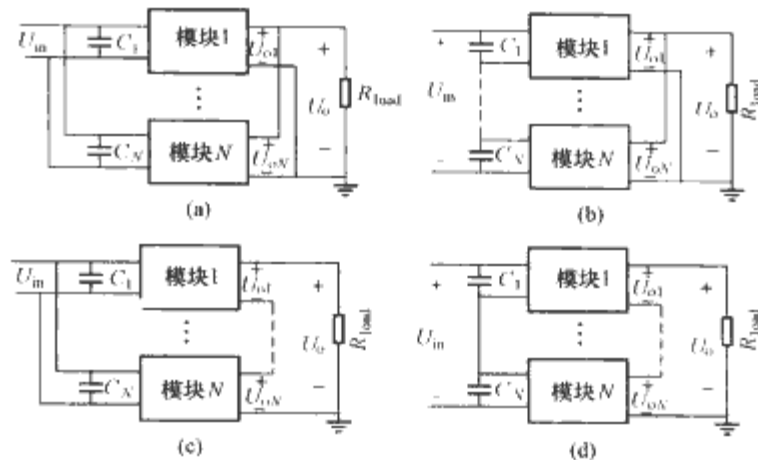


图 14.4-40 4 种可能模块的连接方式

(a) 并—并结构; (b) 串—并结构; (c) 并—串结构;
(d) 串—串结构

对并—并连接问题,主要是负载的均流问题,前面已经作了详细的分析。其余三种方式,涉及输入或输出的串连问题,从一般意义上讲,需要输入或输出电压的均压措施。均压方式作为均流的对偶问题,前面均流的所有方式对均压均适用,也可以包括两大类,下垂法和有源法。

2.4.1 串—并结构

从本质上讲,输入的电压均衡与模块的输入阻抗有关,其等效电路如图 14.4-41(a) 所示。在串—并结构中,输入的均压或输出的均流可以达到相同的效果。在输出负载均分的情况下(输出均流),根据前面输入阻抗的分析,无论采用何种控制方式,在电压环带宽以内,变换器理想时输入阻抗由等效输入阻抗 R_{in-dc} 决定,考虑变换效率 η ,低频输入阻抗可表示为 $R_{in-dc} \eta f_1(s)$,其中 $f_1(s)$ 与拓扑及工作方式有关,对 DCM 运行方式, $f_1(s) = 1$,其他方式时, $f_1(s)$ 可参见表 14.4-2,一般 $f_1(s)$ 的零点频率在电压环带宽以上,可以忽略。在电压环带宽以外,输入阻抗由开环输入阻抗决定。

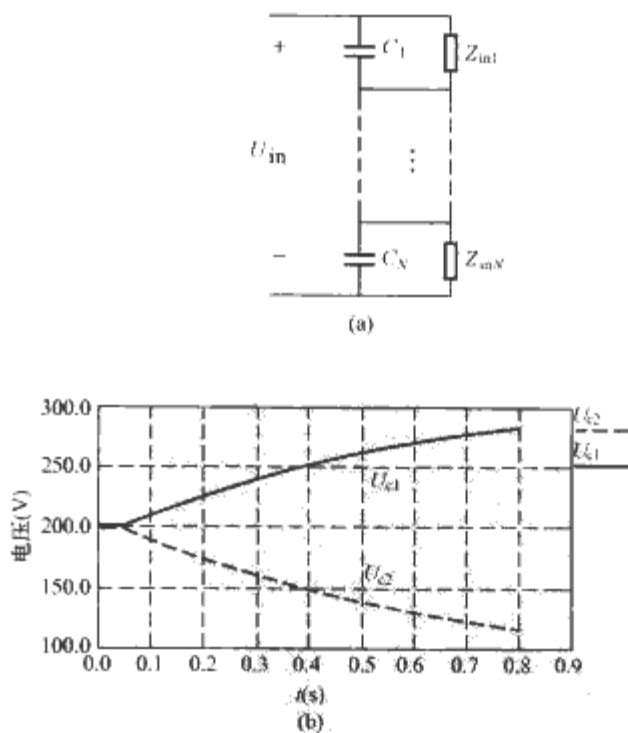


图 14.4-41 串—并结构

(a) 串—并结构输入等效电路; (b) 空载损耗不匹配时输入电压 (模块 1: 5W, 模块 2: 20W)

在电压环带宽以上 (高频段),由于输入滤波 (分压) 电容的存在,其数值一般比较大,输入阻抗早就由输入滤波 (分压) 电容主导,如图 14.4-41 所示。这样,在低频段,输入电容的电压由低频输入阻抗决定;高频段,由输入滤波

电容的分压决定。

显然,对相同模块串—并联组成的系统而言,如果效率曲线一致,输出负载均分的情况下,低频下(直流),无需任何均压措施,输入电压的均分是均等的。如果效率有所不同,输入电压的均衡会有所不同,通常与最大的效率差以及并联模块的数量相关,但偏离会很小。如果效率最大的模块与最小的模块差别为10%时,对不同的模块数量和最小效率的关系如图14.4-42所示。

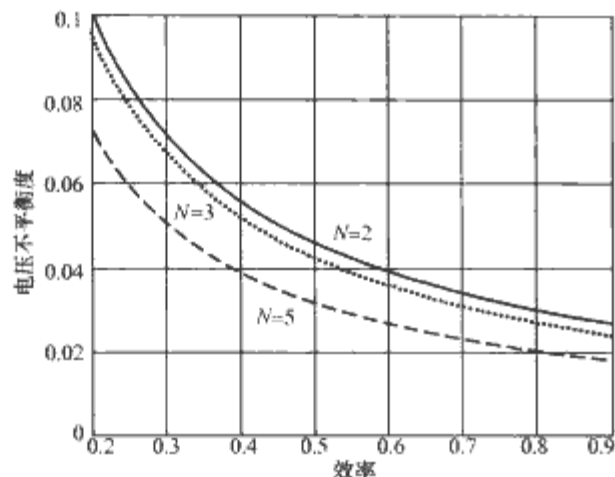


图 14.4-42 输入电压不平衡度与效率，
串联模块个数 N 的关系 ($a=10\%$)

从图14.4-42可以看出,在最低效率20%以下时,电压的偏差不会超过10%,在模块数量增加时,偏差减小。在效率20%以下部分,已经属于极轻负载的情况,效率已经没有实际意义,模块的空载损耗主导模块的输入电压分配。如果出现串联模块的空载损耗极不匹配,其输入电压的分配也极不相同,此时加入输入电压有源均压环节也是没有任何作用的,因为输出是没有控制的,如图14.4-41(b)所示。

在其他参数匹配、均流不平衡的情况下,即负载均分不平衡度,其效果与效率不匹配的情况一样。

从上面的分析可以看到,在串—并这种结构时,输入的均压完全可以用输出的均流来替代,其优点是实现方便,因为均压信号存在共地的问题,而均流由于输出并联实现非常方便。

2.4.2 并—串结构

对并—串结构而言,输出属于电压源的串联,与输出并联系统的对偶,输出串联可以是不同电压等级的模块,但必须保证恒流等级是一致的。

由于负载电流一致,为达到功率均分的目的,需要采用输出电压均压的措施。由于输出的电压源性质,与均流对偶,采用下垂法是非常合适的选择,如图14.4-43(a)所示。如模块的电压偏差为1%,其功率均分也是1%,无需额外的均压措施。但在负载短路或负载过大,导致模块进入限流状态,这样模块从电压源输出转变为电流源输出,在模块的恒流值不一致的情况下,模块的均压彻底失败,甚至会导致个别模块的输出电压变负。为防止这种情况,最简单的

方法就是在模块输出端反并联一个二极管,防止输出电压变负造成模块的损坏,如图14.4-43(b)所示。这个二极管在正常情况下不起作用,只有在限流或模块失效时为其他模块电流提供通路。

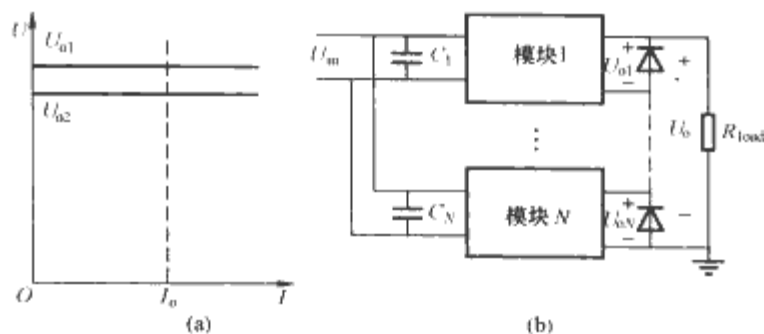


图 14.4-43 并—串结构

(a) 下垂法均压,理想的输出特性;(b) 并—串结构输出保护

所以对串—并结构,无需均压措施,只需要将其输出电压整定在合理的范围内以及加入输出的保护二极管。

2.4.3 串—串结构

这种情况结合了串—并结构和并—串结构的特点,对输入端的均压,只需要实现负载的均分,输出端的均压只需要采用下垂法就可以。在正常情况下,也不需要额外的均压措施。但在不正常的情况下,即模块的输出从电压源性质转变为电流源性质时,恒流值小的模块输出功率几乎为0,而恒流值大的模块基本上处于大功率输出,模块输出功率的不平衡将导致输入功率的不平衡,导致输入电压的严重不平衡。这种情况下,必须采用输入或输出端的电压均衡措施。这种情况在并—串这种结构时并不会引起太大的问题,但在串—串这种连接方式下,必须采用有源的均压方式。

作为对偶,有源均压方案输出修改的量必须是模块输出电流信号,而不是均流系统中的模块输出电压信号。如对OLR+BAP的方法,均压环的输出不是修改模块输出电压基准,而是模块输出电流基准。这样其控制方式和稳定性分析方法与并联均流系统一样。

同样,在空载损耗不匹配的情况下,有源均压是没有任何纠正作用的。所以,串—串结构与串—并结构一样存在着均压环不起作用的情况。

2.4.4 串联结构的其他问题

从上面的分析可以看到,输出串联结构不需要额外的要求。但对输入串联结构,有许多限制,如空载损耗的匹配程度等。这些分析还是建立在稳态的基础上的,在瞬态过程中,输入串联这种结构还会受到更多的限制,如模块的启动时间,故障保护时必须统一动作等,一般需要专门的控制器来实现。从可靠性的角度出发,输入串联这种方式在系统集成中应该避免。但在模块的参数一致性比较好的前提下,输入串联这种方式有一定的应用,尤其是串—并结构,无需输入的均压,只需考虑输出的均流问题。而串—串结构必须加入均压环节,以避免在输出异常的情况下导致输入的异常。

参 考 文 献

- [1] Lee F C, et al. Power Electronics Building Block and System Integration. Conference Proceedings of IPEMC 2000, Beijing, 2000; 1-8.
- [2] Ericksen T, et al. Standardized Power Switch System Modules (Power Electronic Building Blocks). PCIM Power Electronics Inst. Power Semiconductor Specialists Course Notes, Power System World, 1997.
- [3] Divan D, Borojevic D. Future Converters, Circuits and System Integration. Proceedings of 3rd International Workshop on the Future of Electronic Power Processing and Conversion, Skukuza, South Africa, 1998; 327-333.
- [4] IEEE Transaction on Power Electronics. 2005, 20(3); 5.
- [5] Stock H. Changing the Rules in Power Electronics. Proceedings of IEEE APEC', 2005; 26-31.
- [6] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. DC/DC 拓扑的分类和选择标准[J]. 浙江大学学报(工学版), 2004, (10): 1375-1379.
- [7] Amoroso L, Donati M, Zhou X, et al. Single Shot Transient Suppressor (SSTS) for High current High Slew rate Microprocessor. Proceedings of IEEE-APEC, 1999, 1; 284-288.
- [8] Barrado A, Vazquez R, Lazaro A, et al. Linear-nonlinear Control Applied To Buck Converters To Get Fast Transient Response. Proceedings of IEEE-ISIE, 2002, 3; 999-1003.
- [9] Barrado A, Vazquez R, Lazaro A, et al. Fast transient response DC/DC converter for low output voltage [C]. Electronics Letters, 2002, 38(19); 1127-1128.
- [10] Barrado A, Vazquez R, Lazaro A, et al. The fast Response Double Buck DC-DC Converter (FRDB) [C]. Proceedings of IEEE-PESC, 2003, 3; 384-1389.
- [11] Barrado A, Vazquez R, Lazaro A, et al. New DC/DC Converter With Low Output Voltage And Fast Transient Response[C]. Proceedings of IEEE-APEC, 2003, 1; 432-437.
- [12] Poon N K, Liu C P, Poon M H. A Low Cost DC-DC Stepping Inductance Voltage Regulator with Fast Transient Loading Response Loading Response. Proceedings of IEEE-APEC, 2001, 1; 268-272.
- [13] Law Y Y, Kong J H, Liu J C P, et al. Comparison of Three Topologies for VRM Fast Transient Application [C]. Proceedings of IEEE-APEC, 2002, 1; 210-215.
- [14] Luo J, Batarseh I, Gao, X F, et al. Transient current compensation for low-voltage high-current voltage regulator modules. Proceedings of IEEE-APEC, 2002, 1; 223-228.
- [15] Zhang F, Zhang J M, Xu D M, et al. A novel high performance voltage regulator module. Proceedings of IEEE-APEC, 2001, 1; 258-261.
- [16] Xie X, Zhang J, Yang X, et al. Construction of Ideal Self-driven synchronous rectification Circuits. Proceedings of IEEE-APEC, 2006; 751-755.
- [17] Zhang J M, Xie X G, Wu X K, et al. Comparison Study of Phase-Shifted Full Bridge ZVS Converters. Proceedings of IEEE-PESC, 2004; 533-539.
- [18] Zhang J M, Xie X G, Wu X K, et al. A Novel Zero-Current-Transition Full Bridge DC/DC Converter. Proceedings of IEEE-APEC, 2005; 673-677.
- [19] Xie X, Wang W, Zhang J M, et al. A Novel ZVS-PWM Full-Bridge Converter Topology. Proceedings of IEEE-PESC, 2004; 1663-1667.
- [20] Wu X, Chen H, Zhang J, et al. An improved high efficiency Full Bridge ZVS DC-DC converter with overall load range soft switching. Proceedings of IEEE-PESC, 2004; 1605-1611.
- [21] Wu X, Zhao C, Zhang J, et al. A New ZVZCS Full Bridge Converter with an Auxiliary Center Tapped Rectifier. Proceedings of IEEE-INTELEC, 2004; 321-327.
- [22] Zhang J M, Wu X K, Xie X G, et al. A General Method for Two-Level Bridge Type DC/DC Converter to Three-Level DC/DC Converter. Proceedings of EPE, 2005.
- [23] Zhang J M, Xie X G, Jiao D Z, et al. Stability Problems and Input Impedance Improvement for Cascaded Power Electronic Systems. Proceedings of IEEE-APEC, 2004; 1018-1024.
- [24] Chen J Z, Wu Y, Gence C, et al. Integrated Electrical and Thermal Analysis of Integrated Power Electronics Modules Using iSIGHT. Proceedings of IEEE-APEC, 2001; 822-832.
- [25] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. DC/DC 拓扑的选择标准. 浙江大学学报(工学版), 2004, 38(10); 1375-71379.
- [26] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理和设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [27] Fred C Lee, Dengming Peng. Power electronics building block and system integration, IPEMC 2000, 1; 1-8.
- [28] Fred C Lee, J. D. van Wyk, Z. X. Liang. An integrated power electronics modular approach; concept and implementation. IPEMC 2004; 1-13.
- [29] 王兆安, 杨旭, 王晓宝. 电力电子集成技术的现状及发展方向. 电力电子技术, 2003, 37(5); 90-94.
- [30] 陈文洁, 杨旭, 杨栓科, 王兆安. 分立元件构成的电力电子集成功率模块的设计. 中国电机工程学报, 2003, 23(12); 104-110.
- [31] Bo Yang, Peng Xu, Fred C. Lee. Range Winding for Wide Input Range Front End DC/DC Converter. APEC2001; 476-479.
- [32] Alpha J Zhang, Guisong Huang, Yilei Gu. DC to DC Converter for Operating in Selectable Voltage Modes. US Patent, No. : 6396715, May 28, 2002.
- [33] James D. A constant power rectifier for telecommunications using a novel variable turns ratio transformer.

- INTELEC 1997; 251-256.
- [34] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 一种新颖的三电平软开关谐振型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 24-28.
- [35] Bo Yang, Yuancheng Ren, Fred C. Lee. Integrated magnetic for LLC resonant converter [C]. IEEE APEC Proceedings, 2002; 346-351.
- [36] Bo Yang, Fred C. Lee, Alpha J. Zhang, Guisong Huang. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion. IEEE APEC Proceedings, 2002; 1108-1112.
- [37] Bo Yang, Fred C. Lee, Matthew Cancannon. Over current protection methods for LLC resonant converter. IEEE APEC Proceedings, 2003; 605-609.
- [38] 顾亦磊, 吕征宇. 副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器拓扑. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 50-55.
- [39] R. D. Middlebrook. Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators. Conference Record of IEEE-IAS Annual Meeting, 1976; 91-107.
- [40] R. D. Middlebrook. Modeling Current-Programmed Buck and Boost Regulator. IEEE Trans. on Power Electronics, 1989, 4(1): 36-52.
- [41] R. D. Middlebrook, Slobodan Cuk. A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages. Proceedings of IEEE-PESC, 1976; 18-34.
- [42] Xiaogang Feng, Jinjun Liu, and Fred C. Lee. Impedance Specifications for Stable DC Distributed Power Systems, IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(2); 157-162.
- [43] Carl M. Wildrick, Fred C. Lee, Bo H. Cho, Byungcho Choi. A Method of Defining the Load Impedance Specification for A Stable Distributed Power System. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, 10(3): 280-285.
- [44] Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee Lin, Fred C. Lee. A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules. Proceedings of IEEE-PESC, 1999, 2; 901-907.
- [45] V. Joseph Thottuvelil, George C. Verghese. Analysis and Control Design of Paralleled DC/DC Converters with Current Sharing. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(4): 635-644.
- [46] 张军明, 谢小高, 吴新科, 钱照明. DC/DC 模块有源均流技术研究, 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 31-36.